E 2040/1
ETE
R 1989 -05- 26
Referat

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 37 • NR. 1 • IANUARIE 1989

TÎRGUL DE LA LEIPZIG

REPUBLICA DEMOCRATĂ GERMANĂ

Centrul comercial mondial Leipzig vă oferă într-un singur loc și în numai șapte zile :

- Tratative în domenii reprezentative ale industriei R.D.G.
- Încheierea de afaceri și contacte cu parteneri comerciali din întreaga lume.
- Informații și tehnologii de înaltă productivitate în ramura industrială care vă interesează.

Tema Tîrgului Leipzig 1989 : **„Sisteme flexibile de automatizare". Pentru comerț internațional și progres tehnic!**

Invitații pentru Tîrg și informații puteți obține la O.N.T. Carpați sau la Reprezentanța Comercială a Ambasadei R.D.G. în R. S. România, str. Dumbrava Roșie nr. 4, București.

O.N.T. Carpați organizează călătorii pentru grupe de experți cu participare gratuită la conferințele de specialitate și la vizitarea Tîrgului cu ghizi specializați.

12.—18.3.1989

PUBLICOM

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 37 Nr. 1 ianuarie 1989

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 681.142:621.316

ECUAŢII DIFERENŢIALE
SISTEME LINIARE

Colosi, T. ş.a.: **Liniarizarea local-iterativă a soluţiilor ecuaţiilor diferenţiale: condiţii iniţiale şi startul calculelor.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 1, ian 1989, p. 1

Sînt expuse cîteva aspecte privind condiţiile iniţiale şi startul calculelor pentru procedeul multipas de liniarizare local-iterativă (L.L.I.) a soluţiei ecuaţiilor diferenţiale.

CZ 621.313.2:621.3.016

SISTEM INSULAR
DIESEL-GENERATOR SINCRON
STABILITATE

Ghiţă, V. V.: **Îmbunătăţirea stabilităţii sistemului insular cu grupuri diesel-generator sincron cuplate în paralel, alimentînd convertizoare statice.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 1, ian 1989, p. 16

Sînt comentate, din punct de vedere al stabilităţii statice şi dinamice, componentele lanţului energetic al unui sistem insular cu grupuri diesel-generator sincron cuplate la bare comune. În condiţiile consumatorilor constituiţi din echipamente cu convertizoare statice reglate sînt indicate criterii şi metode de alegere, proiectare şi reglare a surselor de antrenare şi energie electrică, precum şi dispozitivele care să îmbunătăţească stabilitatea, în condiţiile şocurilor de care sînt capabili aceşti consumatori şi în condiţiile puterii limitate a sistemului.

CZ 621—831:621.317.083

ACŢIONĂRI
ELECTRONICĂ DE PUTERE
MAŞINI ELECTRICE

Tomescu, B.: **Sinteza optimă a sinusoidei prin combinarea principiilor modulaţiei impulsurilor în amplitudine.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 1, ian 1989, p. 23

În articol se analizează şi se propune o metodă pentru sintetizarea optimală atît din punct de vedere al anulării unui număr dorit de armonici, cît şi al minimizării factorului total de distorsiuni, a unei forme de undă sinusoidale. Metoda poate fi aplicată pentru sinteza oricărei forme de undă descrisă printr-o funcţie de pătrat integrabil.

CZ 621.316.17:67/68

INSTALAŢIE ELECTRICĂ
COMPOZIŢE
TEHNOLOGII METALURGICE

Ioan, C. D., Morega, Al.: **Instalaţie de laborator pentru studiul solidificării controlate a materialelor metalice.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 1, ian 1989, p. 28

Lucrarea prezintă o instalaţie de laborator concepută pentru aplicarea procedeului Bridgman-Stockbarger în topirea metalelor. Totodată este prezentată schema electrică de alimentare a instalaţiei, ca şi rezultate experimentale privind studiul solidificării controlate a materialelor metalice.

CZ 537.32:669.7

SENZOR DE TEMPERATURĂ
TERMOREZISTENŢE PE BAZĂ DE SILICIU

Lingvay, I., Chebeleu, P.: **Senzor de temperatură în construcţie miniaturizată cu viteză mare de răspuns.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 1, ian 1989, p. 34

În lucrare se tratează despre realizarea unui senzor de temperatură pe bază de siliciu monocristalin, precum şi a unor termorezistenţe pentru măsurarea şi reglarea temperaturilor în plaja —60 la +200° C.

CZ 681.332

CALCULATOR DE PROCES
CONDUCEREA PROCESELOR INDUSTRIALE

Cojan, S. ş.a.: **Sistem de programe pe două nivele ierarhice pentru supravegherea procesului tehnologic în cadrul SDC—2050, cu o primă aplicaţie la I.C.I.N. — Bucureşti.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 1, ian 1989, p. 38

Se prezintă principalele funcţii ale unui sistem de programare, care asigură supravegherea în timp real a proceselor tehnologice de dimensiuni mai mari pe baza unor concepţii sistematice moderne şi eficiente. Sistemul este conceput pe două nivele ierarhice.

CRONICĂ 41

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. ing. C. APETREI ; dr. ing. I. BĂTRÎNA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof.dr. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. M. HĂNGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; prof. dr. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor responsabil adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI

Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 681.142: 621.316

ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ УРАВНЕНИЯ
ЛИНЕЙНЫЕ СИСТЕМЫ

Колоши, Т. и др.: **Итеративно-локальная линеаризация решений дифференциальных уравнений: исходные условия и начало исчислений.**

Е.Е.А. —**Electrotehnica 37,** nr. 1, январь 1989 г., стр. 1

Представлены некоторые виды исходных условий и начало исчислений для многошагового процесса итеративно-локальной линеаризации (L.L.I.) решений дифференциальных уравнений.

УДК 621.313.2: 621.3.016

СИНХРОННО-ДИЗЕЛЬНЫЙ ГЕНЕРАТОР

Гицэ, В. В.: **Повышение устойчивости островой системы с параллельно соединёнными группами синхронно-дизельных генераторов, питающих статические преобразователи.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 37,** nr. 1, январь 1989 г., стр. 16

Обсуждены, с точки зрения статической и динамической устойчивости, составляющие энергетической цепи островной системы с группами синхронно-дизельных генераторов, присоединённых к совместной шине. В условиях составляющих потребителей из оборудования со статическими регулированными преобразователями назначаются критерии и методы выбора, проектирования и регулирования источников привода и электрической энергии, а также предназначенные устройства повышению устойчивости, в условиях появления возможных ударов от этих потребителей и в условиях ограниченной мощности системы.

УДК 621-831: 621.317.083

МОЩНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА
ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Томеску, Б.: **Оптимальный синтез синусоида по пути комбинирования принципов модуляции импульсов по амплитуды.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 37,** nr. 1, январь 1989 г., стр. 23

В статье предложены и анализированы, сколько с точки зрения аннулирования желающего числа гармоник, столько и с точки зрения минимализации общего коэффициента искажения метод для оптимального синтетизирования одной формы синусоидальной волны. Метод можно применять для синтеза некоторой формы описыванной волны функцией интегрируемого квадрата.

УДК 621.316.17: 67/68

ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ УСТАНОВКА
МЕТАЛЛУРГИЧЕСКИЕ ТЕХНОЛОГИИ

Иоан, К. Д., Моргеа, А.: **Лабораторная установка для изучения контролированного затвердевания металлических материалов.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 37,** nr. 1, январь 1989 г. ,стр. 28

В статье представлены лабораторные установки, созданные для применения принципа Бригдман-Стокбаргер при плавлении металлов. Одновременно, представлена электрическая схема, питающая установку, а также экспериментальные результаты изучения контролированного затвердевания металлических материалов.

УДК 537.32: 669.7

ДАТЧИК ТЕМПЕРАТУРЫ
ТЕРМИЧЕСКОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ НА ОСНОВЕ КРЕМНИЯ

Лингвай, И., Кебелеу, П.: **Датчик температуры в миниатюрном испольнении с быстродействующем срабатыванием.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 37,** nr. 1, январь 1989 г., стр. 34

В работе представлена реализация датчика температуры на основе монокристалльного кремния, а также некоторых термических сопротилвлений для измерения и регулирования температур в диапазоне —60 до +200°С.

УДК 681.3.041

ПРОЦЕССНАЯ ЭВМ
РУКОВОДСТВО ПРОМЫШЛЕННЫХ ПРОЦЕССОВ

Кожан, Э. и др.: **Программная система с двумя перархическими уровнями для наблюдения технологического процесса в рамках SDC — 2050, с первым применением в I.C.I.M. — Бухарест.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 37,** nr. 1, январь 1989 г., стр. 38

Представлены главные функции программирующей системы, обеспечивающей наблюдение во реальном времени технологических процессов больших размеров на основе современных систематических и эффективных концепций. Система создана с двумя перархическими уровнями.

INHALT

DK 681.142:621.316

DIFFERENTIALGLEICHUNGEN
LINEARE SYSTEME

Coloşi, T. u.a.: **Lokal-itterative Linearisierung der Lösungen von Differentialgleichungen: Anfangsbedingungen und Beginn der Berechnungen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** Nr. 1, Jan 1989, S. 1

Es werden einige Aspekte bezüglich der Anfangsbedingungen und Beginn der Berechnungen für das Vielschrittverfahren zur lokal-itterativen Linearisierung (L.L.I.) der Lösung von Differentialgleichungen vorgestellt.

DK 621.313.2:621.3.016

SYNCHRONER DIESELGENERATOR
INSELSYSTEM
STABILITÄT

Ghiță, V. V.: **Verbesserung der Stabilität des Inselsystems mit Hilfe von parallelgeschalteten synchronen Dieselgeneratorgruppen, die statitsche Umformer einspeisen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** Nr. 1, Jan 1989, S. 16

Die Bestandteile der energetischen Kette eines Inselsystems mit synchronen Dieselgeneratorgruppen, die an gemeinsame Schienen angeschlossen sind, werden vom Gesichtspunkt

ihrer statischen und dynamischen Stabilität besprochen. Für den Fall wenn die Verbraucher Ausrüstungen mit geregelten statischen Umformern sind, werden Methoden und Kriterien zur Auswahl, Entwurf und Regelung der Antriebs- und Energiequellen, sowie die Vorrichtungen zur Verbesserung der Stabilität unter den Bedingungen der von diesen Verbrauchern erzeugten Stössen und der begrenzten Leistung des Systems, angegeben.

DK 621—831:621.317.083

ANTRIEBE
LEISTUNGSELEKTRONIK
ELEKTRISCHE MASCHINEN

Tomescu, B.: **Die optimale Synthese der Sinusoidalen durch die Kombination der Prinzipien der Impulsmodulation in ihrer Amplitude.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, Nr. 1, Jan 1989, S. 23

Im Beitrag wird eine Methode zur optimalen Synthetisierung einer sinusoidalen Wellenform sowohl vom Gesichtspunkt der Annullierung einer gewünschten Anzahl von Oberwellen, als auch der Minimierung des gemeinsamen Verzerrungsfaktors analysiert und vorgeschlagen. Die Methode kann zur Synthese jedwelcher Wellenform angewendet werden, die durch eine integrierbare Quadratfunktion beschrieben wird.

DK 621.316.17:67/68

ELEKTRISCHE AUSRÜSTUNG
ZUSAMMENSETZUNG
METALLURGISCHE TECHNOLOGIEN

Ioan, C. D., Morega, Al.: **Laborausrüstung zum Studium der kontrollierten Erstarrung von metallischen Stoffen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, Nr. 1, Jan 1989, S. 28

Im Beitrag wird eine Laborausrüstung vorgestellt, die zur Anwendung des Bridgman-Stockbarger-Verfahrens zur Metallschmelzung konzipiert wurde. Es werden auch das elektrische Schema zur Speisung der Anlage sowie experimentelle Ergebnisse zum Studium der kontrollierten Erstarrung der metallischen Materialien vorgestellt.

DK 537.32:669.7

TEMPERATURSENSOR
WÄRMEWIDERSTAND AUF SILIZIUMBASIS

Lingvay, I., Chebeleu, P.: **Temperatursensor in miniaturisierter Ausführung mit grosser Antwortsgeschwindigkeit.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, Nr. 1, Jan 1989, S. 34

Im Beitrag wird die Realisierung eines Temperatursensors auf Basis von monokristallinem Silizium sowie von Wärmewiderständen zur Temperaturmessung und -regelung im Bereich von —60 bis +200° C vorgestellt.

DK 681.332

PROZESSRECHNER
STEUERNNVON INDUSTRIEPROZESSEN

Cojan, S. u.a.: **Programmsystem auf zwei hierarchischen Ebenen zur Überwachung des technologischen Prozesses im Rahmen des SDC—2050, mit einer ersten Anwendung bei I.C.I.N. — Bucureşti.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, Nr. 1, Jan 1989, S. 38

Es werden die hauptsächlichen Funktionen eines Programmiersystems zur Realzeitüberwachung der technologischen Prozesse von grösserer Ausdehnung aufgrund moderner und effizienter systematischen Kozepten vorgestellt. Das System ist auf zwei hierarchischen Ebenenkonzipiert.

CONTENTS

DC 681.142:621.316

DIFFERENTIAL EQUATIONS
LINEAR SYSTEMS

Colosi, T. a.o.: **Local-iterative linearization of differential equation solutions: initial condition and calculation start.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, no. 1, Jan 1989, p. 1

Several aspects of initial conditions and calculation start for the multipass technique of local-iterative linearization of differential equation solutions are shown.

DC 621.313.2:621:3.016

INSULAR SYSTEM
DIESEL-SYNCHRONOUS GENERATOR
STABILITY

Ghiță, V. V.: **Improvement of insular system stability with diesel-synchronous generator sets in parallel, supplying static converters.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, no. 1, Jan 1989, p. 16

The power chain components of an insular system with diesel-synchronous generator sets connected to common bars are considered from the standpoint of static and dynamic stability. When users are provided with controlled static converters selection, design, control criteria and methods for drive and power sources, as well as the devices that improve stability, under the shock capability of users and limited power of system.

DC 621—831:621.317.083

DRIVES
POWER ELECTRONICS
ELECTRICAL MACHINES

Tomescu, B.: **Optimum sinecurve synthesis by combining the principles of amplitude pulse modulation.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, no. 1, Jan 1989, p. 23

This paper analyzes and suggests an optimum synthesis method both from the standpoint of cancelling a desired number of harmonics, and the minimization of total distortion factor and sineware form. The method can be applied to the synthesis of any wareform described by an integrable square function.

DC 621.316.17:67/68

ELECTRICAL INSTALLATION
COMPOSITION
METALLURGICAL TECHNOLOGIES

Ioan, C. D., Morega, Al.: **Laboratory installation for the study of controlled solidifying of metallic materials.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, no. 1, Jan 1989, p. 28

The paper introduces a laboratory installation designed to apply the Bridgman-Stockbarger technique in metal melting. The diagram of the installation power supply, as well as the experimental results regarding the study of the controlled solidifying of metallic materials are shown.

DC 537.32:669.1

TEMPERATURE SENSOR
SILICON THERMAL RESISTOR

Lingvay, I., Chebeleu, P.: **Miniature temperature sensor with high response speed.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, no. 1, Jan 1989, p. 34

This work deals with the production of a temperature sensor using single crystal silicon, as well as that of thermal resistors that measure and control temperatures within $-60 \div +200^{\circ}$ C.

DC 681.332

PROCESS COMPUTER
INDUSTRIAL PROCESS MANAGEMENT

Cojan, S. a.o.: **Two-level hierarchical program system to monitor the process within SDC-2050 with a first application at ICIN — Bucharest.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, no. 1, Jan 1989, p. 38

The main functions of a programming system to ensure the real-time monitoring of large processes on the basis of modern and efficient systematic conceptions are presented. The system is structured on a two level hierarchy.

SOMMAIRE

CD 681.142:621.316

ÉQUATIONS DIFFERENTIELLES
SYSTÈMES LINÉAIRES

Coloşi, T. et al.: **Linéarisation locale-itérative des solutions des équations différentielles: conditions initiales et début des calculs.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, No. 1, janv 1989, p. 1

On expose quelques aspects concernant les conditions initiales et le début des calculs pour le procédé à étapes multiples de linéarisation locale-itérative (L.L.I.) de la solution des équations différentielles.

CD 621.313.2:621.3.016

SYSTÈME INSULAIRE
DIESEL-GENERATEUR SYNCHRONE
STABILITÉ

Ghiţă, V. V.: **Amélioration de la stabilité du système insulaire avec des groupes diesel-générateur synchrone couplés en parallèle, qui alimentent des convertisseurs statiques.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, No. 1, janv 1989, p. 16

On fait un commentaire du point de vue de la stabilité statique et dynamique visant les composantes de la chaîne énergétique d'un système insulaire avec des groupes diesel-générateur synchrone couplés aux barres communes Dans les conditions des consommateurs comprenant des équipement à convertisseurs statiques réglés on indique des critères et des méthodes de sélection, la conception et le réglage des sources d'entraînement et d'énergie électrique, ainsi que les dispositifs d'amélioration de la stabilité, dans des conditions de chocs provoqués par ces consommateurs et dans des conditions de puissance limitée du système.

CD 621—821:621.317.083

ENTRAÎNEMENTS
ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE
MACHINES ÉLECTRIQUES

Tomescu, B.: **Synthèse optimale de la sinusoïde par l'intermédiaire de la combinaison des principes de la modulation des impulsions en amplitude.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, No. 1, janv 1989, p. 23

Dans l'ouvrage on analyse et on propose une méthode pour la synthétisation optimale du point de vue de l'annulation d'un nombre désiré d'harmoniques, ainsi que du point de vue de la minimisation du facteur total de distorsions, pour une forme d'onde sinusoïdale. La méthode peut être appliquée dans la synthèse de n'importe quelle forme d'onde décrite par une fonction de carré intégrable.

CD 621.316.17:67.68

INSTALLATION ÉLECTRIQUE
COMPOSITION
TECHNOLOGIES METALLURGIQUES

Ioan, C. D., Morega, Al.: **Installation de laboratoire pour l'étude de la solidification contrôlée des matériaux métalliques.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, No. 1, janv 1989, p. 28

L'ouvrage présente une installation de laboratoire conçue pour l'application du procédé Bridgman-Stockberger dans la fusion des métaux. On présente également le schéma électrique d'alimentation de l'installation, ainsi que les résultats expérimentaux visant l'étude de la solidification contrôlée des matériaux métalliques.

CD 537.32:669.7

SENSEUR DE TEMPERATURE
RESISTANCE THERMIQUE AU SILICIUM

Linvay, I., Chebeleu, P.: **Senseur de température en construction miniaturisée à haute vitesse de réponse.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, No. 1, janv 1989, p. 34

Dans l'ouvrage on présente la réalisation d'un senseur de température au silicium monocristallin, ainsi que la réalisation des résistances thermiques pour le mesurage et le réglage des températures dans la plage -60 à $+200^{\circ}$ C.

CD 681.332

ORDINATEUR DE PROCESSUS
CONDUITE DES PROCESSUS INDUSTRIELS

Cojan, S. et al.: **Système de programmation sur deux niveaux hiérarchiques pour la surveillance du processus technologique au cadre du SNC—2050, avec une première application à I.C.I.N. — Bucarest.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, No. 1, janv 1989, p. 38

On présente les principales fonctions d'un système de programmation qui assure la surveillance en temps réel des processus technologiques de grande envergure en base d'un nombre de conceptions systématiques modernes et efficientes. Le système est conçu sur deux niveaux hiérarchiques

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Electrotehnica nr. 1

ECUAŢII DIFERENŢIALE
SISTEME LINIARE

CZ 681.142:621.316

Liniarizarea local-iterativă a soluţiilor ecuaţiilor diferenţiale: condiţii iniţiale şi startul calculelor

TIBERIU COLOŞI, SILVIU DARIE, TIBERIU LEŢIA, PETER BIKFALVI* – CLUJ-NAPOCA

Introducere

În continuarea lucrării [1] sînt expuse cîteva aspecte semnificative privind condiţiile iniţiale şi startul calculelor, pentru procedeul multipas de liniarizare local iterativă (L.L.I.) a soluţiei ecuaţiilor diferenţiale.

Se are în vedere formalismul relaţiilor intrare-ieşire şi intrare-stare, pentru sisteme liniare şi categorii de sisteme neliniare.

Din motive prezentate la „Concluzii" se preferă seriile Taylor, faţă de variantele uzuale unipas (de ex. Runge Kutta ş.a).

1. Generalităţi privind condiţiile iniţiale şi startul calculelor

Startul calculelor prin L.L.I. trebuie asigurat ori de cîte ori semnalul de intrare $i(t)$ prezintă o comportare discontinuă în raport cu timpul, fie cu condiţiile iniţiale nule (fig. 1), fie cu condiţii iniţiale nenule (fig. 2). Pentru ambele cazuri, momentul de apariţie a discontinuităţii lui $i(t)$ se consideră la t_{k-1} astfel încît $i_{(k-1)_-}$ şi $i_{(k-1)_+}$ corespund semnalului de intrare în momentul discontinuităţii, în imediata vecinătate înainte de t_{k-1}, respectiv în imediata vecinătate după t_{k-1}. Corespunzător acestor momente, se consideră şi semnalul de ieşire $e_{(k-1)_-}$, respectiv $e_{(k-1)_+}$. În majoritatea cazurilor valorile $e_{(k-1)_-}$ şi $e_{(k-1)_+}$ sînt egale între ele, dar pot prezenta şi valori diferite între ele, dacă în componenţa ecuaţiei diferenţiale există şi derivate în raport cu timpul ale semnalului de intrare .

Pentru condiţiile iniţiale nule din figura 1 se consideră $i_{(k-1)_-} = 0$, $e_{(k-1)_-} = 0$, precum şi $i_{k-j} = 0$ şi $e_{k-j} = 0$ pentru $j = 2, 3, \ldots, \omega$, iar pentru condiţiile iniţiale nenule din figura 2, cel puţin una din aceste patru condiţii nu se respectă.

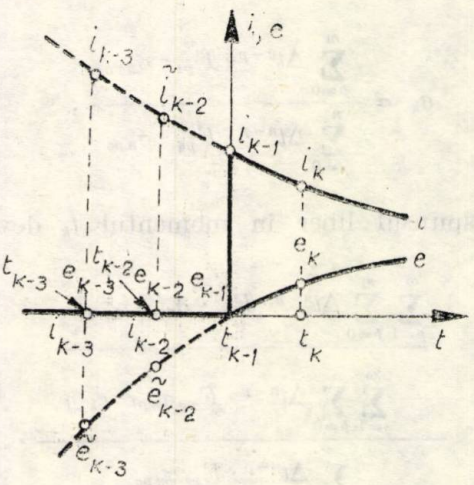


Fig. 1

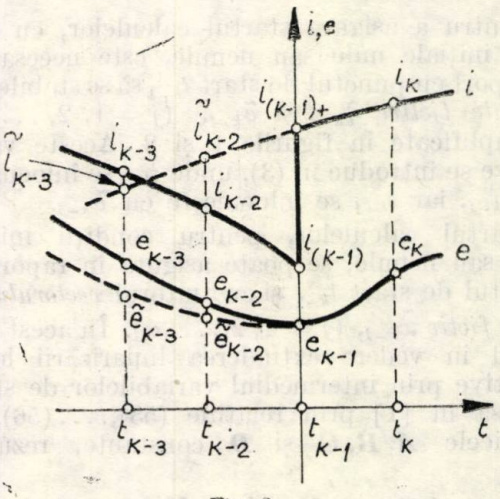


Fig. 2

* Prof. dr. ing. *Coloşi T.*, conf. dr. ing. *Darie S.*, ş.l. ing. *Leţia T.*, asist. ing. *Bikfalvi P.* Institutul Politehnic Cluj-Napoca.

Dacă se operează în spațiul stărilor, atunci semnalul de ieșire $e(t)$ din ambele figuri se poate înlocui cu cîte o variabilă de stare din componența vectorului de stare $\boldsymbol{x}(t)$. În acest caz, pentru condițiile inițiale nule din figura 1 se consideră vectorii $\boldsymbol{i}_{(k-1)_-} = \boldsymbol{0}$, $\boldsymbol{x}_{(k-1)_-} = \boldsymbol{0}$, precum și $\boldsymbol{i}_{k-j} = \boldsymbol{0}$, și $\boldsymbol{x}_{k-j} = \boldsymbol{0}$, pentru $j = 2, 3, \ldots, \omega$, iar pentru condițiile inițiale nenule din figura 2, cel puțin una din aceste patru condiții nu se respectă.

Pentru simplificarea prezentării, în acord cu (1) din [1], ecuația diferențială:

$$\sum_{p=0}^{m} F_{pi} \cdot \frac{d^p i}{dt^p} = \sum_{p=0}^{n} F_{pe} \frac{d^p e}{dt^p}, \qquad (n \geqslant m), \quad (1)$$

se va considera liniară, invariantă în timp, respectiv $F_{pi} = \text{const}$. Ca urmare, forma liniarizată de aproximare numerică a soluției lui (1), conduce la expresia:

$$e_k = g_k \cdot i_k + h_k, \qquad (2)$$

unde coeficientul de transfer în momentul t_k este:

$$g_k = \frac{\sum_{p=0}^{m} \Delta t^{n-p} \cdot F_{pi} \cdot \sigma_{npo}}{\sum_{p=0}^{n} \Delta t^{n-p} \cdot F_{pe} \cdot \sigma_{npo}}, \qquad (2')$$

iar răspunsul liber în momentul t_k devine:

$$h_k = \frac{\sum_{j=1}^{\omega} \sum_{p=0}^{m} \Delta t^{n-p} \cdot F_{pi} \cdot \sigma_{npj} \cdot i_{k-j} - \sum_{j=1}^{\omega} \sum_{p=0}^{n} \Delta t^{n-p} \cdot F_{pe} \sigma_{npj} \cdot e_{k-j}}{\sum_{p=0}^{n} \Delta t^{n-p} \cdot F_{pe} \sigma_{npo}}. \qquad (3)$$

Pentru a asigura startul calculelor, cu condiții inițiale nule sau nenule, este necesar ca în raport cu punctul de start t_{k-1} să se stabilească *valorile fictive* $\tilde{i}_{k-j}$ și $\tilde{e}_{k-j}$, $(j = 1, 2, \ldots, \omega)$, exemplificate în figurile 1 și 2. Aceste valori fictive se introduc în (3), unde i_{k-j} se înlocuiește cu $\tilde{i}_{k-j}$, iar e_{k-j} se înlocuiește cu $\tilde{e}_{k-j}$.

Startul calculelor, pentru condiții inițiale nule sau nenule, se poate asigura în raport cu punctul de start t_{k-1} și cu ajutorul *vectorului de stare fictiv* $\tilde{\boldsymbol{x}}_{k-j}$, $(j = 1, 2, \ldots, \omega)$. În acest caz, avînd în vedere extinderea liniarizării local-iterative prin intermediul variabilelor de stare, expusă în [1] prin relațiile (53),..., (56), cu matricele $\boldsymbol{A}, \boldsymbol{B}, \boldsymbol{C}$ și $\boldsymbol{D}$ constante, rezultă:

$$\boldsymbol{x}_k = \boldsymbol{G}_{xk} \cdot \boldsymbol{i}_k + \boldsymbol{H}_{xk}, \qquad (4)$$

unde matricea coeficienților de transfer prin variabile de stare, în momentul t_k este:

$$\boldsymbol{G}_{xk} = (\sigma_{110} \cdot \boldsymbol{1} - \Delta t \cdot \sigma_{100} \cdot \boldsymbol{A})^{-1} \cdot \Delta t \cdot \sigma_{100} \boldsymbol{B}, \qquad (5)$$

iar vectorul răspunsului liber prin variabile de stare, în momentul t_k prezintă forma:

$$\boldsymbol{H}_{xk} = (\sigma_{110} \cdot \boldsymbol{1} - \Delta t \cdot \sigma_{100} \cdot \boldsymbol{A})^{-1} \cdot \sum_{j=1}^{\omega} [\Delta t \cdot \sigma_{10j} \cdot \boldsymbol{B} \boldsymbol{i}_{k-j} + (\Delta t \cdot \sigma_{10j} \boldsymbol{A} - \sigma_{11j} \cdot \boldsymbol{1}) \boldsymbol{x}_{k-j}]. \qquad (6)$$

Și în acest caz vectorii $\boldsymbol{i}_{k-j}$ și $\boldsymbol{x}_{k-j}$ din (6) se înlocuiesc cu vectorii fictivi $\tilde{\boldsymbol{i}}_{k-j}$ și $\tilde{\boldsymbol{x}}_{k-j}$, unde $j = 1, 2, \ldots, \omega$.

Pentru cazul general al sistemelor multiple (cu mai multe intrări și mai multe ieșiri), se poate arăta că valorile fictive $\tilde{i}_{k-j}$, $\tilde{e}_{k-j}$ și $\tilde{x}_{k-j}$ se obțin din:

$$\tilde{\boldsymbol{i}}_{k-j} = \boldsymbol{i}_{(k-j)_+} + \sum_{p=1}^{\omega} (-1)^p \cdot \frac{(j-1)^p \cdot \Delta t^p}{p!} \boldsymbol{i}^{(p)}_{(k-1)_+}, \qquad (7)$$

$$\tilde{\boldsymbol{e}}_{k-j} = \sum_{p=0}^{\omega} \boldsymbol{S}_{npji} \cdot \boldsymbol{i}^{(p)}_{(k-1)_+} + \sum_{p=0}^{n-1} \boldsymbol{S}_{npje} \cdot \boldsymbol{e}^{(p)}_{(k-1)_-}, \qquad (8)$$

$$\tilde{\boldsymbol{x}}_{k-j} = \sum_{p=0}^{\omega-1} \boldsymbol{S}_{1pji} \cdot \boldsymbol{i}^{(p)}_{(k-1)_+} + \boldsymbol{S}_{10jx} \cdot \boldsymbol{x}_{(k-1)_-}. \qquad (9)$$

Cele de mai sus se bazează pe descompunerea în serie Taylor (trunchiată pînă la termenul ω), astfel încît (7) și (8) sînt variabile pentru relații intrare-ieșire, iar (7), (8) și (9) pentru relații intrare-stare-ieșire. Cu $\boldsymbol{S}\ldots$ din (8) și (9) se notează coeficienții matriceali de start, avînd expresii dependente de ordinul n al ecuației (sau al sistemului de ecuații) diferențiale, de ordinul p al derivatelor $i(t)$ și $e(t)$ în raport cu timpul, de secvența regresivă j, precum și de semnalul i, e sau x la care se atașează.

Cu aceste forme de exprimare (intrare-ieșire sau intrare-stare), pentru a asigura startul calculelor, considerat la momentul $t_{(k-1)_+}$, trebuie să se cunoască șirul de vectori:

$$\boldsymbol{i}_{(k-1)_+}, \dot{\boldsymbol{i}}_{(k-1)_+} = \left.\frac{d\boldsymbol{i}}{dt}\right|_{t_{(k-1)_+}}, \ldots \boldsymbol{i}^{(\omega)}_{(k-1)_+} = \left.\frac{d^\omega \boldsymbol{i}}{dt^\omega}\right|_{t_{(k-1)_+}},$$

la care se pot atașa și derivate de ordin superior lui ω, unde ω este ultima secvență regresivă luată în considerare.

Pentru calculul relațiilor intrare-ieșire, condițiile inițiale necesar a fi cunoscute pentru vectorul de ieșire se referă la șirul de vectori $\boldsymbol{e}_{(k-1)_-}, \left.\frac{d\boldsymbol{e}}{dt}\right|_{t_{(k-1)_-}}, \ldots \left.\frac{d^{n-1}\boldsymbol{e}}{dt^{n-1}}\right|_{t_{(k-1)_-}}$. Ca urmare, pentru un sistem de ecuații diferențiale de ordinul (n), este necesar un număr de n condiții inițiale cunoscute, toate considerate la momentul $t_{(k-1)_-}$, respectiv înaintea apariției discontinuității în raport cu timpul a vectorului de intrare $\boldsymbol{i}(t)$.

Uneori derivatele $\boldsymbol{e}^{(p)}_{(k-1)_-}$ se pot aproxima și sub formă numerică regresivă, respectiv:

$$\boldsymbol{e}^{(p)}_{(k-1)_-} \cong \frac{1}{\Delta t^p} \cdot (\delta_{p0} \cdot \boldsymbol{e}_{(k-1)_-} + \delta_{p1}\boldsymbol{e}_{k-2} + \delta_{p2} \cdot \boldsymbol{e}_{k-3} + \ldots + \delta_{p\omega}\, \boldsymbol{e}_{k-\omega-1}), \quad (10)$$

unde:

$\Delta t = 2\delta t$ este intervalul de integrare, care corespunde cu intervalul de aproximare regresivă a derivatei;

δ_{pj} reprezintă coeficienții de ponderare, dependenți de ordinul p al derivatei în raport cu timpul și de secvența regresivă j la care se atașează:

$$\boldsymbol{e}_{k-j} = \boldsymbol{e}(t_{k-j}) = \boldsymbol{e}(t_k - j\Delta t), \quad (11)$$

unde $j = 1, 2, \ldots, k - \omega - 1$.

În cazul relațiilor intrare-stare, condițiile inițiale necesar a fi cunoscute pentru vectorul de stare se referă numai la $\boldsymbol{x}_{(k-1)_-}$ (se operează numai cu sisteme de ecuații diferențiale de ordinul 1), deci tot la momentul $t_{(k-1)_-}$ înaintea apariției discontinuității vectorului de intrare.

2. Cazul liniar definit prin relații intrare-stare

Se consideră cazul liniar, invariant în timp, aproximarea liniarizată a vectorului de stare rezultînd din (4), (5) și (6). Pentru a asigura startul calculelor, vectorul $\boldsymbol{x}_{k-j}$ din (6) se înlocuiește cu vectorul fictiv:

$$\tilde{\boldsymbol{x}}_{k-j} = \boldsymbol{x}_{(k-1)_-} + \sum_{p=1}^{\omega} (-1)^p \cdot \frac{(j-1)^p \cdot \Delta t^p}{p!}\, \boldsymbol{x}^{(p)}_{(k-1)_+}, \quad (j = 2, 3, \ldots \omega), \quad (12)$$

unde ultima secvență regresivă ω se alege de 3,5 sau cel mult 7.

Derivatele $\overset{(p)}{\boldsymbol{x}}$ rezultă din derivarea repetată în raport cu timpul a ecuației de stare, respectiv:

$$\dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{x} + \boldsymbol{B}\dot{\boldsymbol{i}}, \quad (13)$$

$$\ddot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{A}^2\boldsymbol{x} + \boldsymbol{A}\boldsymbol{B}\boldsymbol{i} + \boldsymbol{B}\dot{\boldsymbol{i}}, \quad (14)$$

$$\dddot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{A}^3\boldsymbol{x} + \boldsymbol{A}^2\boldsymbol{B}\boldsymbol{i} + \boldsymbol{A}\boldsymbol{B}\dot{\boldsymbol{i}} + \boldsymbol{B}\ddot{\boldsymbol{i}}, \quad (15)$$

$$\vdots$$

$$\overset{(p)}{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{A}^p\boldsymbol{x} + \sum_{q=p-1}^{0} \boldsymbol{A}^q\boldsymbol{B}\overset{(p-q-1)}{\boldsymbol{i}}, \quad (16)$$

unde:

$$\boldsymbol{A}^0 = \boldsymbol{1}, \quad \overset{(0)}{\boldsymbol{i}} = \boldsymbol{i},$$

iar: $p = 1, 2, \ldots \omega$.

Înlocuind (13),...,(16) în (12), se poate obține forma (9), care, în ipoteza $\omega = 3$, conduce la următorii coeficienți matriceali de start:

$$\boldsymbol{S}_{10ji} = -\frac{(j-1)\Delta t}{1!} \cdot \boldsymbol{B} + \frac{(j-1)^2\Delta t^2}{2!} \cdot \boldsymbol{A}\boldsymbol{B} - \frac{(j-1)^3 \cdot \Delta t^3}{3!}\boldsymbol{A}^2\boldsymbol{B}, \quad (17)$$

$$\boldsymbol{S}_{11ji} = \frac{(j-1)^2\Delta t^2}{2!} \cdot \boldsymbol{B} - \frac{(j-1)^3\Delta t^3}{3!}\boldsymbol{A}\boldsymbol{B}, \quad (18)$$

$$\boldsymbol{S}_{12ji} = -\frac{(j-1)^3\Delta t^3}{3!}\boldsymbol{B}, \quad (19)$$

$$\boldsymbol{S}_{10jx} = \boldsymbol{1} - \frac{(j-1)\Delta t}{1!} \cdot \boldsymbol{A} + \frac{(j-1)^2\Delta t^2}{2!}\boldsymbol{A}^2 - \frac{(j-1)^3\Delta t^3}{3!}\boldsymbol{A}^3. \quad (20)$$

Implementarea acestor coeficienți de start pe calculator nu ridică probleme deosebite.

Ca urmare, pentru $\omega = 3$ și $J = 1, 2, 3$, vectorii de stare fictivi devin:

$$\tilde{\boldsymbol{x}}_{k-j} = \boldsymbol{S}_{10ji} \cdot \boldsymbol{i}_{(k-1)_+} + \boldsymbol{S}_{11ji}\dot{\boldsymbol{i}}_{(k-1)_+} + \boldsymbol{S}_{12ji} \cdot \ddot{\boldsymbol{i}}_{(k-1)_+} + \boldsymbol{S}_{10jx} \cdot \boldsymbol{x}_{(k-1)_-}, \quad (21)$$

unde vectorii $\boldsymbol{i}_{(k-1)_+}$, $\dot{\boldsymbol{i}}_{(k-1)_+}$, $\ddot{\boldsymbol{i}}_{(k-1)_+}$, precum și $\boldsymbol{x}_{(k-1)_-}$ reprezintă condițiile inițiale cunoscute.

3. Cazul neliniar definit prin relații intrare-stare

Se consideră forma uzuală:

$$\dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{N}(\boldsymbol{i}, \boldsymbol{x}, t), \tag{22}$$

unde membrul drept este un vector conținînd elemente exprimate prin funcții liniare sau neliniare.

Conform procedeului L.L.I. prezentat în [1] se poate obține aproximarea:

$$\sum_{j=0}^{\omega} \sigma_{11j} \cdot \boldsymbol{x}_{k-j} \cong \Delta t \cdot \sum_{j=0}^{\omega} \sigma_{10j} \cdot \boldsymbol{N}_{k-j}, \tag{23}$$

unde $\boldsymbol{N}_{k-j} = \boldsymbol{N}(t_{k-j}) = \boldsymbol{N}(t_k - j\Delta t)$. Dacă se extrapolează vectorul $\boldsymbol{N}_k$ în raport cu pivotul t_k, respectiv:

$$\boldsymbol{N}_k \cong \sum_{j-1}^{\omega} \varepsilon_{0j} \cdot \boldsymbol{N}_{k-j}, \tag{24}$$

atunci (23) devine:

$$\sigma_{110}\boldsymbol{x}_k + \sum_{j=1}^{\omega} \sigma_{11j} \cdot \boldsymbol{x}_{k-j} \cong$$

$$\cong \Delta t \sum_{j=1}^{\omega} (\sigma_{10j} + \sigma_{100} \cdot \varepsilon_{0j})\boldsymbol{N}_{k-j}, \tag{25}$$

astfel încît:

$$\boldsymbol{x}_k \cong \frac{1}{\sigma_{110}} \sum_{j=1}^{\omega} [\Delta t(\sigma_{10j} + \sigma_{100} \cdot \varepsilon_{0j})\boldsymbol{N}_{k-j} - \sigma_{11j}\boldsymbol{x}_{k-j}]. \tag{26}$$

Dacă momentul t_{k-1} corespunde unei discontinuități a vectorului de intrare (cu condiții inițiale nule sau nenule), atunci în (26) vectorii $\boldsymbol{x}_{k-j}$ și $\boldsymbol{N}_{k-j}$ se înlocuiesc cu expresiile fictive $\tilde{\boldsymbol{x}}_{k-j}$, respectiv cu:

$$\tilde{\boldsymbol{N}}_{k-j} = \boldsymbol{N}(\tilde{\boldsymbol{i}}_{k-j}, \tilde{\boldsymbol{x}}_{k-j}, t_{k-j}), \tag{27}$$

unde $\tilde{\boldsymbol{i}}_{k-j}$ corespunde cu (7), iar:

$$\tilde{\boldsymbol{x}}_{k-j} = \boldsymbol{x}_{(k-1)_-} + \sum_{p=1}^{\omega} (-1)^p \cdot \frac{(j-1)^p \cdot \Delta t^p}{p!} \cdot \overset{(p)}{\boldsymbol{x}}_{(k-1)_+}, \quad (j = 1, 2, \ldots, \omega). \tag{28}$$

În continuare, pentru calculul derivatelor $\overset{(p)}{\boldsymbol{x}}_{(k-1)_+}$ din (28), se întocmește sistemul de ecuații:

$$\dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{N}(\boldsymbol{i}, \boldsymbol{x}, t), \tag{22}$$

$$\ddot{\boldsymbol{x}} = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\boldsymbol{N}(\boldsymbol{i}, \boldsymbol{x}, t), \tag{29}$$

$$\vdots$$

$$\overset{(p)}{\boldsymbol{x}} = \frac{\mathrm{d}^{p-1}}{\mathrm{d}t^{p-1}}\boldsymbol{N}(\boldsymbol{i}, \boldsymbol{x}, t), \tag{30}$$

unde, după operațiile de derivare în raport cu timpul, se introduc substituțiile evidente:

$$\boldsymbol{x} = \boldsymbol{x}_{(k-1)_-}, \quad \dot{\boldsymbol{x}} = \dot{\boldsymbol{x}}_{(k-1)_+}, \quad \ddot{\boldsymbol{x}} = \ddot{\boldsymbol{x}}_{(k-1)_+}, \ldots,$$

$$\overset{(p)}{\boldsymbol{x}} = \overset{(p)}{\boldsymbol{x}}_{(k-1)_+},$$

iar $\boldsymbol{i} = \boldsymbol{i}_{(k-1)_+}$, $\dot{\boldsymbol{i}} = \dot{\boldsymbol{i}}_{(k-1)_+}, \ldots, \overset{(p-1)}{\boldsymbol{i}} = \overset{(p-1)}{\boldsymbol{i}}_{(k-1)_+}$,

cu observația că $t = t_{k-1}$.

În final, se obține vectorul fictiv (28) prin expresia:

$$\tilde{\boldsymbol{x}}_{k-j} = \boldsymbol{x}_{(k-1)_-} + \sum_{p=1}^{\omega} (-1)^p \frac{(j-1)^p \cdot \Delta t^p}{p!} \cdot \cdot \overset{(p-1)}{\boldsymbol{N}}(\boldsymbol{i}_{(k-1)_+}, \boldsymbol{x}_{(k-1)_-}, t_{k-1}), \tag{31}$$

rezultat care nu poate fi adus la forma (9), datorită relației implicite (22).

4. Cazul liniar definit prin relații de intrare-ieșire

4.1. Ecuații diferențiale

În acest caz se operează cu formele generale (7) și (8), care pot fi obținute din ecuația matriceală:

$$\boldsymbol{F}_I \cdot \boldsymbol{I} = \boldsymbol{F}_E \cdot \boldsymbol{E}, \tag{32}$$

unde:

$$\boldsymbol{I}^T = \begin{array}{|c|c|c|c|c|} \hline i & \overset{(1)}{i} & \overset{(2)}{i} & \cdots & \overset{(m)}{i} \\ \hline \end{array} \tag{33}$$

iar:

$$\boldsymbol{E}^T = \begin{array}{|c|c|c|c|c|} \hline e & \overset{(1)}{e} & \overset{(2)}{e} & \cdots & \overset{(n)}{e} \\ \hline \end{array} \quad (n \geqslant m) \tag{34}$$

$$\boldsymbol{F}_I = \begin{array}{|c|c|c|c|} \hline F_{i01} & F_{i11} & \cdots & F_{im1} \\ \hline F_{i02} & F_{i12} & \cdots & F_{im2} \\ \hline \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \hline F_{i0m} & F_{i1m} & \cdots & F_{imm} \\ \hline \end{array} \tag{35}$$

și:

$$\boldsymbol{F}_E = \begin{array}{|c|c|c|c|} \hline F_{e01} & F_{e11} & \cdots & F_{en1} \\ \hline F_{e02} & F_{e22} & \cdots & F_{en2} \\ \hline \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \hline F_{e0n} & F_{e1n} & \cdots & F_{enn} \\ \hline \end{array} \tag{36}$$

În componența vectorilor transpuși $\boldsymbol{I}^T$ și $\boldsymbol{E}^T$ intră semnalele $i^{(p)} = \dfrac{\mathrm{d}i^p}{\mathrm{d}t^p}$, (p=0, 1,...,m), respectiv $e^{(p)} = \dfrac{\mathrm{d}e^p}{\mathrm{d}t^p}$, $(p = 0, 1, \ldots, n)$, iar matricele $\boldsymbol{F}_I$ și $\boldsymbol{F}_E$ au în componență coeficienții

F_{ipq}, $(p=0, 1, .., m;\ q=1, 2, \ldots, m)$, respectiv : F_{epq}, $(p = 0, 1, \ldots, n;\ q = 1, 2, \ldots, n)$.

Pentru simplificarea prezentării se va lua în considerare numai o ecuație diferențială cu coeficienți constanți din (32) și anume (indicele q nu se are în vedere) :

$$\sum_{p=0}^{m} F_{ip} \cdot i^{(p)} = \sum_{p=0}^{n} F_{ep} \cdot e^{(p)}, \quad (n \geqslant m), \tag{37}$$

pentru care, cele n condiții inițiale $e_{(k-1)_-}$, $e^{(1)}_{(k-1)_-}, \ldots, e^{(n-1)}_{(k-1)_-}$ se consideră cunoscute, la care se atașează $i_{(k-1)_+}$, $i^{(1)}_{(k-1)_+}, \ldots, i^{(m)}_{(k-1)_+}, \ldots$, care sînt de asemenea cunoscute. Considerînd (37) la $t = t_{k-1}$, respectiv :

$$\sum_{p=0}^{m} F_{ip} i^{(p)}_{(k-1)_+} = \sum_{p=0}^{n-1} F_{ep} \cdot e^{(p)}_{(k-1)_-} + F_{en} e^{(n)}_{(k-1)_+}, \tag{38}$$

rezultă :

$$e^{(n)}_{(k-1)_+} = \frac{1}{F_{em}} \left(\sum_{p=0}^{m} F_{ip} \cdot i^{(p)}_{(k-1)_+} - \sum_{p=0}^{n-1} F_{ep} \cdot e^{(p)}_{(k-1)_-} \right). \tag{39}$$

În continuare se derivează (38) în raport cu timpul, adică :

$$\sum_{p=0}^{m} F_{ip} i^{(p+1)} = \sum_{p=0}^{m} F_{ep} \cdot e^{(p+1)}, \tag{40}$$

sau :

$$\sum_{p=0}^{m} F_{ip} \cdot i^{(p+1)} = \sum_{p=0}^{n-1} F_{ep} \cdot e^{(p+1)} + F_{en} \cdot e^{(n+1)}, \tag{41}$$

care se consideră la $t = t_{k-1}$, sub forma :

$$\sum_{p=0}^{m} F_{ip} i^{(p+1)}_{(k-1)_+} = \sum_{p=0}^{n-2} F_{ep} \cdot e^{(p+1)}_{(k-1)_-} + F_{e,n-1} \cdot e^{(n)}_{(k-1)_+} + F_{en} \cdot e^{(n+1)}_{(k-1)_+}, \tag{42}$$

din care rezultă :

$$e^{(n+1)}_{(k-1)_+} = \frac{1}{F_{en}} \left(\sum_{p=0}^{m} F_{ip} \cdot i^{(p+1)}_{(k-1)_+} - \sum_{p=0}^{n-2} F_{ep} \cdot e^{(p+1)}_{(k-1)_+} - F_{e,n-1} \cdot e^{(n)}_{(k-1)_+} \right), \tag{43}$$

unde $e_{(k-1)_+}$ corespunde cu (39),

Pentru următorul pas, se derivează (40) în raport cu timpul, adică :

$$\sum_{p=0}^{m} F_{ip} i^{(p+2)} = \sum_{p=0}^{n} F_{ep} e^{(p+2)}, \tag{44}$$

sau :

$$\sum_{p=0}^{m} F_{ip} i^{(p+2)} = \sum_{p=0}^{n-2} F_{ep} e^{(p+2)} + F_{e,n-1} e^{(n+1)} + F_{en} \cdot e^{(n+2)}, \tag{45}$$

care se consideră la $t = t_{k-1}$, sub forma :

$$\sum_{p=0}^{m} F_{ip} i^{(p+2)}_{(k-1)_+} = \sum_{p=0}^{n-3} F_{ep} \cdot e^{(p+2)}_{(k-1)_-} + F_{e,n-2} \cdot e^{(n)}_{(k-1)_+} + F_{e,n-1} \cdot e^{(n+1)}_{(k-1)_+} + F_{en} \cdot e^{(n+2)}_{(k-1)_+}, \tag{46}$$

din care rezultă :

$$e^{(n+2)}_{(k-1)_+} = \frac{1}{F_{en}} \cdot \left[\sum_{p=0}^{m} F_{ip} \cdot i^{(p+2)}_{(k-1)_+} - \sum_{p=0}^{n-3} F_{ep} \cdot e^{(p+2)}_{(k-1)_-} - F_{e,n-2} \cdot e^{(n)}_{(k-1)_+} - F_{e,n-1} \cdot e^{(n+1)}_{(k-1)_+} \right], \tag{47}$$

unde $e^{(n)}_{(k-1)_+}$ și $e^{(n+1)}_{(k-1)_+}$ corespund cu (39), respectiv (43).

Calculele pot fi continuate sub această formă și pentru restul derivatelor pînă la ordinul (ω), rezultînd, în final, valorile fictive :

$$\tilde{e}_{k-j} \cong \dot{e}_{(k-1)_-} + \sum_{p=1}^{n-1} (-1)^p \cdot \frac{(j-1)^p \cdot \Delta t^p}{p!} \cdot e^{(p)}_{(k-1)_-} + \sum_{p=n}^{\omega} (-1)^p \cdot \frac{(j-1)^p \cdot \Delta t^p}{p!} \cdot e^{(p)}_{(k-1)_+}, \tag{48}$$

unde $e_{(k-1)_-}$, $e^{(1)}_{(k-1)_-}, \ldots, e^{(n-1)}_{(k-1)}$ aparțin condițiilor inițiale cunoscute aprioric, iar $e^{(n)}_{(k-1)_+}$, $e^{(n+1)}_{(k-1)_+}$, $e^{(n+2)}_{(k-1)_+}, \ldots, e^{(\omega)}_{(k-1)_+}$ se stabilesc conform cu (37), (38), ..., (47), pînă la $\omega \geqslant n$. Pentru cazul general considerat în (37), expresiile coeficienților de start $S \ldots$ din (8) devin laborioase. Totuși, calculul derivatelor $e^{(n)}_{(k-1)_+}$, $e^{(n+1)}_{(k-1)_+}, \ldots, e^{(\omega)}_{(k-1)_+}$ necesare în (48) se poate simplifica mult pe calculator, respectînd algoritmul descris mai sus și anume :

$$e^{(n)}_{(k-1)_+} = \frac{1}{F_{en}}\left(\sum_{p=0}^{m} F_{ip}\cdot i^{(p)}_{(k-1)_+} - \sum_{p=0}^{n-1} F_{ep}\cdot e^{(p)}_{(k-1)_-}\right), \tag{39}$$

$$e^{(n+1)}_{(k-1)_+} = \frac{1}{F_{en}}\left(\sum_{p=0}^{n} F_{ip}\, i^{(p+1)}_{(k-1)_+} - \sum_{p=0}^{n-2} F_{ep} e^{(p+1)}_{(k-1)_-} - F_{e,n-1}\cdot e^{(n)}_{(k-1)_+}\right), \tag{43}$$

$$e^{(n+2)}_{(k-1)_+} = \frac{1}{F_{en}}\left(\sum_{p=0}^{m} F_{ip} i^{(p+2)}_{(k-1)_+} - \sum_{p=0}^{n-3} F_{ep}\cdot e^{(p+2)}_{(k-1)_-} - F_{e,n-2}\cdot e^{(n)}_{(k-1)_+} - F_{e,n-1}\cdot e^{(n+1)}_{(k-1)_+}\right), \tag{47}$$

.....

$$e^{(\omega-1)}_{(k-1)_+} = \frac{1}{F_{en}}(\text{.....} - F_{e,n-1}\cdot e^{(\omega-1)}_{(k-1)_+}), \tag{49}$$

$$e^{(\omega)}_{(k-1)_+} = \frac{1}{F_{en}}(\text{.....} - F_{e,n-1}\cdot e^{(\omega-1}_{(k-1)_+}). \tag{50}$$

Deoarece pe baza a numeroase exemple rulate pe calculator (pentru aproximarea prin L.L.I. a soluției ecuațiilor diferențiale) s-a constatat că cele mai bune rezultate se obțin pentru ultima secvență regresivă ω, încadrată între $(n+2) \leqslant \omega \leqslant (n+4)$, rezultă că numărul derivatelor $e^{(n)}_{(k-1)_+}, e^{(n+1)}_{(k-1)_+}, \ldots, e^{(\omega)}_{(k-1)_+}$ care se cer a fi calculate, conform cu (39), (43), (47), (49) și (50), este limitat la 3 (corespunzînd ordinelor n, $n+1$ și $n+2$), respectiv la 5 (corespunzînd ordinelor n, $n+1$, $n+2$, $n+3$ și $n+4$).

4.2. Ecuații integrale

Se consideră ecuația integrală de ordinul 1, de forma:

$$\int F_{i11}\cdot \dot{i}\,dt + \int F_{i10} i\,dt + F_{i00}\cdot i = \int F_{e11}\cdot \dot{e}\,dt + \int F_{e10}\cdot e\,dt + F_{e00}\cdot e, \tag{51}$$

pentru care condițiile inițiale cunoscute sînt: $i_{(k-1)_+}$, $\dot{i}_{(k-1)_+}$, $\ddot{i}_{(k-1)_+}, \ldots$. Se consideră (51) la $t = t_{(k-1)_+}$ respectiv $dt = 0$, rezultînd:

$$F_{i00}\cdot i_{(k-1)_+} = F_{e00}\cdot e_{(k-1)_+}, \tag{52}$$

din care se obține:

$$e_{(k-1)_+} = \frac{F_{i00}}{F_{e00}}\cdot i_{(k-1)_+}. \tag{53}$$

În continuare se derivează (51) în raport cu timpul, adică:

$$F_{i11}\cdot \ddot{i} + F_{i10}\cdot \dot{i} + F_{i00}\cdot i = F_{e11}\cdot \ddot{e} + F_{e10}\cdot \dot{e} + F_{e00}\cdot e, \tag{54}$$

care se consideră tot la $t = t_{(k-1)_+}$ rezultînd:

$$\dot{e}_{(k-1)_+} = \frac{1}{F_{e11}+F_{e00}}\cdot [(F_{i11}+F_{i00})\cdot \dot{i}_{(k-1)_+} + F_{i10}\cdot i_{(k-1)_+} - F_{e10}\cdot e_{(k-1)_+}]. \tag{55}$$

unde $e_{(k-1)_+}$ corespunde cu (53).

În continuare se derivează (54) în raport cu timpul, rezultat care se consideră tot la $t = t_{(k-1)_+}$, obținîndu-se, în final:

$$\ddot{e}_{(k-1)_+} = \frac{1}{F_{e11}+F_{e00}}\cdot [(F_{i11}+F_{i00})\cdot \ddot{i}_{(k-1)_+} + F_{i10}\cdot \dot{i}_{(k-1)_+} - F_{e10}\cdot \dot{e}_{(k-1)_+}], \tag{56}$$

unde $\ddot{e}_{(k-1)_+}$ corespunde cu (55).

Continuînd în acest mod se pot stabili, de exemplu:

$$\ddot{e}_{(k-1)_+} = \frac{1}{F_{e11}+F_{e00}}\cdot [(F_{i11}+F_{i00})\cdot \dddot{i}_{(k-1)_+} + F_{i10}\cdot \ddot{i}_{(k-1)_+} - F_{e10}\cdot \ddot{e}_{(k-1)_+}] \tag{57}$$

și :

$$\dddot{e}_{(k-)_+} = \frac{1}{F_{e11} + F_{e00}} \cdot$$

$$\cdot [(F_{i11} + F_{i00}) \dddot{i}_{(k-1)_+} + F_{i10} \cdot \ddddot{i}_{(k-1)_+} - F_{e10} \cdot \dddot{e}_{(k-1)_+}], \tag{58}$$

unde $\ddot{e}_{(k-1)_+}$ din (56) se introduce în (57), iar $\dddot{e}_{(k-1)_+}$ din (57) se introduce în (58).

Cu rezultatele (53), (55), (56), (57) și (58) se pot aproxima valorile fictive ale semnalului de ieșire sub forma :

$$\tilde{e}_{k-j} \cong e_{(k-1)_+} + \sum_{p=1}^{4} (-1)^p \cdot \frac{(j-1)^p \cdot \Delta t^p}{p!} \cdot e^{(p)}_{(k-1)_+}, \tag{59}$$

la care se atașează (7) pentru expresii scalare.

Formal identic se pot calcula valorile fictive pentru ecuații integrale de ordin superior, unde condițiile inițiale cunoscute rămîn tot $i^{(p)}_{(k-1)_+}$ pentru $p = 0, 1, 2, \ldots$.

4.3. Ecuații integro-diferențiale

Se consideră ecuația integro-diferențială de ordinul 1, de forma :

$$\int F_{i11}\, i\, \mathrm{d}t + \int F_{i10} i\, \mathrm{d}t + F_{i00} i + F_{i01} \cdot \dot{i} =$$

$$= \int F_{e11} \dot{e}\, \mathrm{d}t + \int F_{e10} e\, \mathrm{d}t + F_{e00} \cdot e + F_{e01} \cdot \dot{e}, \tag{60}$$

pentru care condițiile inițiale cunoscute sînt $e_{(k-1)_-}$, $i_{(k-1)_+}$, $\dot{i}_{(k-1)_+}$, $\ddot{i}_{(k-1)_+}, \ldots$. Se consideră (60) la $t = t_{(k-1)_+}$, respectiv $\mathrm{d}t = 0$, rezultînd :

$$F_{i00} i_{(k-1)_+} + F_{i01} \cdot \dot{i}_{(k-1)_+} = F_{e00} \cdot e_{(k-1)_-} +$$

$$+ F_{e01} \cdot \dot{e}_{(k-1)_+}, \tag{61}$$

din care se obține :

$$\dot{e}_{(k-1)_+} = \frac{1}{F_{e01}} (F_{i00} \cdot i_{(k-1)_+} + F_{i01} \cdot \dot{i}_{(k-1)_+} -$$

$$- F_{e00} \cdot e_{(k-1)_-}). \tag{62}$$

În continuare se derivează (60) în raport cu timpul, adică :

$$F_{i11} \cdot \dot{i} + F_{i10} \cdot i + F_{i00} \cdot \dot{i} + F_{i01} \cdot \ddot{i} =$$

$$= F_{e11} \cdot \dot{e} + F_{e10} \cdot e + F_{e00} \cdot \dot{e} + F_{e01} \cdot \ddot{e}, \tag{63}$$

care se consideră tot la $t = t_{(k-1)_+}$, rezultînd :

$$\ddot{e}_{(k-1)_+} = \frac{1}{F_{e01}} F_{i01} \ddot{i}_{(k-1)_+} + (F_{i11} + F_{i00}) \dot{i}_{(k-1)_+} +$$

$$+ F_{i10} \cdot i_{(k-1)_+} - (F_{e11} + F_{e00}) \cdot \dot{e}_{(k-1)_+} -$$

$$= F_{e10} e_{(k-1)_-}], \tag{64}$$

unde $\dot{e}_{(k-1)_+}$ corespunde cu (62).

În continuare se derivează (63) în raport cu timpul, rezultat care se consideră tot la $t_{(k-1)_+} = 0$, obținîndu-se, în final :

$$\dddot{e}_{(k-1)_+} = \frac{1}{F_{e01}} \cdot [F_{i01} \cdot \dddot{i}_{(k-1)_+} + (F_{i11} + F_{i00}) \ddot{i}_{(k-1)_+} +$$

$$+ F_{i10} \dot{i}_{(k-1)_+} - (F_{e11} + F_{e00}) \ddot{e}_{(k-1)_+} - F_{e10} \dot{e}_{(k-1)_+}], \tag{65}$$

unde : $\dot{e}_{(k-1)_+}$ și $\ddot{e}_{(k-1)_+}$ corespund cu (62), respectiv (64).

Continuînd în acest mod se pot stabili și alte derivate superioare, ca de exemplu :

$$\ddddot{e}_{(k-1)_+} = \frac{1}{F_{e01}} [F_{i01} \cdot \ddddot{i}_{(k-1)_+} + (F_{i11} + F_{i00}) \dddot{i}_{(k-1)_+} +$$

$$+ F_{i10} \cdot \ddot{i}_{(k-1)_+} - (F_{e11} + F_{e00}) \dddot{e}_{(k-1)_+} - F_{e10} \cdot$$

$$\cdot \ddot{e}_{(k-1)_+}], \tag{66}$$

unde $\ddot{e}_{(k-1)_+}$ și $\dddot{e}_{(k-1)_+}$ corespund cu (64), respectiv (65).

Cu rezultatele (62), (64), (65) și (66) se pot aproxima valorile fictive ale semnalului de ieșire sub forma :

$$\tilde{e}_{k-j} \cong e_{(k-1)_-} + \sum_{p=1}^{4} (-1)^p \cdot \frac{(j-1)^p \cdot \Delta t^p}{p!} \cdot$$

$$\cdot e^{(p)}_{(k-1)_+}, \tag{67}$$

la care se atașează (7) pentru expresii scalare.

Formal identic se pot calcula valorile fictive pentru ecuații integro-diferențiale de ordin superior, la care condițiile inițiale cunoscute sînt $e_{(k-1)_-}$, $\dot{e}_{(k-1)_-}$ respectiv $e_{(k-1)_-}$, $\dot{e}_{(k-1)_-}$, $\ddot{e}_{(k-1)_-}$, etc., și la care se atașează valorile cunoscute pentru $i^{(p)}_{(k-1)_+}$ cu $p = 0, 1, 2, \ldots$.

5. Exemple

Sînt prezentate cîteva exemple semnificative de interpretare a condițiilor inițiale și de calcul al valorilor fictive de start.

5.1. Ecuație integrală

Pentru circuitul *RC* serie din figura 3, cu condițiile inițiale nule ($i_{(k-1)_-} = 0$, $e_{(k-1)_-} = 0$), semnalul de intrare $i = i(t)$ se consideră o treaptă i_0 de tensiune continuă, care se aplică la $t = t_{(k-1)}$, iar semnalul de ieșire $e = e(t)$ este curentul din circuit. Ca urmare, din ecuația de echilibru în tensiuni:

$$i = Re + \frac{1}{C}\int e\,dt, \tag{68}$$

scrisă la $t = t_{k-1}$, respectiv $dt = 0$, rezultă:

$$e_{(k-1)_+} = \frac{i_{(k-1)_+}}{R} = \frac{i_0}{R}. \tag{69}$$

Derivînd pe (68) în raport cu timpul, o dată, de două ori,..., de ω ori, se obțin (ω) ecuații diferențiale, (de ordinul 1, 2, respectiv ω), care, considerate la $t = t_{k-1}$, permit calculul derivatelor:

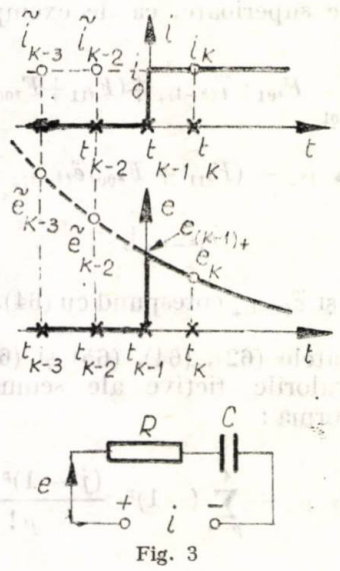


Fig. 3

$$\dot{e}_{(k-1)_+} = -\frac{1}{RC}\,e_{(k-1)_+} = -\frac{1}{RC}\cdot\frac{i_0}{R}, \tag{70}$$

$$\ddot{e}_{(k-1)_+} = \frac{1}{R}\left(-\frac{1}{C}\,\dot{e}_{(k-1)_+}\right) = \frac{1}{R^2C^2}\cdot\frac{i_0}{R}, \tag{71}$$

$$e^{(\omega)}_{(k-1)_+} = \frac{1}{R}\left(-\frac{1}{C}\,e^{(\omega-1)}_{(k-1)_+}\right) = (-1)^{\omega}\cdot \frac{1}{R^{\omega}\cdot C^{\omega}}\cdot\frac{i_0}{R}. \tag{72}$$

Ca urmare, rezultă valorile fictive:

$$\tilde{i}_{k-j} \cong i_{(k-1)_+} + \sum_{p=1}^{\omega}(-1)^p\cdot\frac{(j-1)^p\cdot\Delta t^p}{p!}\cdot i^{(p)}_{(k-1)_+} = i_{(k-1)_+} = i_0, \tag{73}$$

respectiv:

$$\tilde{e}_{k-j} \cong e_{(k-1)_+} + \sum_{p=1}^{\omega}(-1)^p\cdot\frac{(j-1)^p\cdot\Delta t^p}{p!}\,e^{(p)}_{(k-1)_+} = \frac{I}{R}\left(1 + \sum_{p=1}^{\omega}\frac{(j-1)^p\cdot\Delta t^p}{p!}\cdot\frac{1}{T^p}\right), \tag{74}$$

unde $j = 1, 2, \ldots \omega$, iar $T = RC$. Aceste valori fictive de start se introduc în expresia (77), obținută prin procedeul L.L.I., care, pentru acest exemplu, rezultă astfel:

— se derivează (68) în raport cu timpul, respectiv:

$$\dot{i} = R\dot{e} + \frac{1}{C}\,e, \tag{75}$$

după care urmează:

$$\int_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t}\dot{i}\,dt = \int_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t}R\dot{e}\,dt + \frac{1}{C}\int_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t}e\,dt \tag{76}$$

și din care se calculează:

$$e_k = \frac{C\cdot\sigma_{110}}{T\sigma_{110} + \Delta t\cdot\sigma_{101}}\cdot i_k + \frac{\sum_{j=1}^{\omega}\left[C\sigma_{11j}i_{k-j} - (T\sigma_{11j} + \Delta t\cdot\sigma_{10j})e_{k-j}\right]}{T\cdot\sigma_{110} + \Delta t\cdot\sigma_{101}}. \tag{77}$$

5.2. Ecuație integro-diferențială

Pentru circuitul *RLC* serie din figura 4, cu condițiile inițiale $i_{(k-1)_-}=0$, $e_{(k-1)_-}=0$, și $i_{(k-1)_+} = i_0$, semnalul de intrare se consideră o treaptă i_0 de tensiune continuă, care se aplică la $t=t_{(k-1)}$, iar semnalul de ieșire $e = e(t)$ este curentul din circuit. Din ecuația de echilibru în tensiuni:

$$i = Re + L\dot{e} + \frac{1}{C}\int e\,dt, \tag{78}$$

scrisă la $t = t_{k-1}$, respectiv $dt = 0$, adică:

$$i_{(k-1)_+} = Re_{(k-1)_-} + L\dot{e}_{(k-1)_+}, \tag{79}$$

rezultă:

$$\dot{e}_{(k-1)_+} = \frac{i_0}{L}. \tag{80}$$

Derivata lui (78) în raport cu timpul:

$$\dot{i}_{(k-1)_+} = R\dot{e}_{(k-1)_+} + L\ddot{e}_{(k-1)_+} + \frac{1}{C} e_{(k-1)_-}, \tag{81}$$

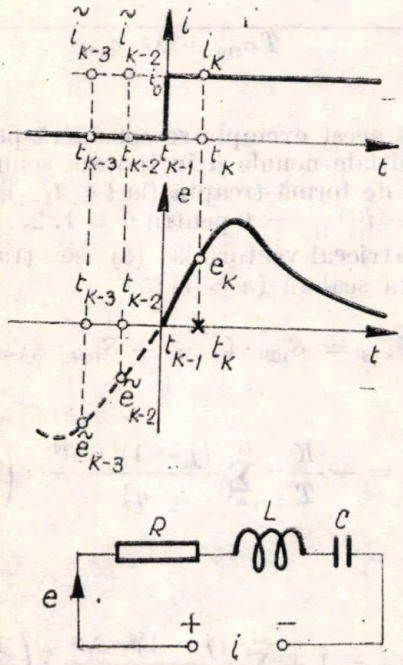


Fig. 4

se consideră la $t = t_{k-1}$, respectiv:

$$\ddot{i}_{(k-1)_+} = R\ddot{e}_{(k-1)_+} + L\dddot{e}_{(k-1)_+} + \frac{1}{C} \dot{e}_{(k-1)_-}, \tag{82}$$

unde $\dot{i}_{(k-1)_+} = 0$ și $e_{(k-1)_-} = 0$, astfel încît:

$$\ddot{e}_{(k-1)_+} = -\frac{R}{L} \dot{e}_{(k-1)_+} = -\frac{R}{L^2} \cdot i_0 \cdot \tag{83}$$

Se repetă derivarea lui (81) în raport cu timpul, o dată, apoi de două ori, pentru $t = t_{k-1}$, rezultînd:

$$\dddot{i}_{(k-1)_+} = R\dddot{e}_{(k-1)_+} + L\ddot{e}_{(k-1)_+} + \frac{1}{C} \ddot{e}_{(k-1)_+}, \tag{84}$$

respectiv:

$$\ddddot{i}_{(k-1)_+} = R\ddddot{e}_{(k-1)_+} + L\dddot{e}_{(k-1)_+} + \frac{1}{C} \dddot{e}_{(k-1)_+}, \tag{85}$$

din care se obțin:

$$\ddot{e}_{(k-1)_+} = \frac{1}{L}\left(R\ddot{e}_{(k-1)_+} + \frac{1}{C} \dot{e}_{(k-1)_+}\right) = -\frac{i_0}{L^2}\left(\frac{1}{C} - \frac{R^2}{L}\right), \tag{86}$$

respectiv:

$$\dddot{e}_{(k-1)_+} = -\frac{1}{L}\left(R\dddot{e}_{(k-1)_+} + \frac{1}{C} \ddot{e}_{(k-1)_+}\right) = -\frac{i_0 R}{L^3}\left(\frac{2}{R} - \frac{R^2}{L}\right). \tag{87}$$

Acest procedeu poate continua pînă la derivata de ordinul (ω), astfel încît, în final, valoarea fictivă pentru i_{k-j} va corespunde cu (73), iar:

$$\tilde{e}_{k-j} \cong e_{(k-1)_-} + \sum_{p=1}^{\omega} (-1)^p \cdot \frac{(j-1)^p \cdot \Delta t^p}{p!} \cdot e^{(p)}_{(k-j)_+}, \tag{88}$$

unde $j = 1, 2, \ldots, \omega$. Aceste valori fictive de start se introduc în expresia (90), obținută prin procedeul L.L.I. care, pentru acest exemplu, se obține din ecuația diferențială (81), respectiv:

$$\iint_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t} \dot{i}\, dt^2 = \iint_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t} \left(R\dot{e} + L\ddot{e} + \frac{1}{C} e\right) dt^2, \tag{89}$$

din care se calculează:

$$e_k = \frac{\Delta t \cdot \sigma_{210}}{L\sigma_{220} + \Delta t \cdot R \cdot \sigma_{210} + \frac{\Delta t^2}{C} \sigma_{200}} \cdot i_k + \frac{\sum_{j=1}^{\omega} \left[\Delta t \cdot \sigma_{21j} \cdot i_{k-j} - \left(L\sigma_{22j} + \Delta t \cdot R\sigma_{21j} + \frac{\Delta t^2}{C} \sigma_{20j}\right) e_{k-j}\right]}{L\sigma_{220} + \Delta t \cdot R \cdot \sigma_{210} + \frac{\Delta t^2}{C} \sigma_{200}}. \tag{90}$$

5.3. Ecuația diferențială de ordinul 1

Pentru circuitul *RL* serie din figura 5, cu condițiile inițiale nule ($i_{(k-1)_-} = 0$ și $e_{(k-1)_-} = 0$), semnalul de intrare $i = i(t)$ se consideră o treaptă de tensiune continuă, care se aplică la $t = t_{(k-1)}$ iar semnalul de ieșire $e = e(t)$ este curentul din circuit.

Ecuația de echilibru între tensiuni:

$$i = L\dot{e} + Re, \tag{91}$$

se mai poate scrie sub forma:

$$Ki = T\dot{e} + e, \tag{92}$$

unde $K = \frac{1}{R}$ și $T = \frac{L}{R}$.

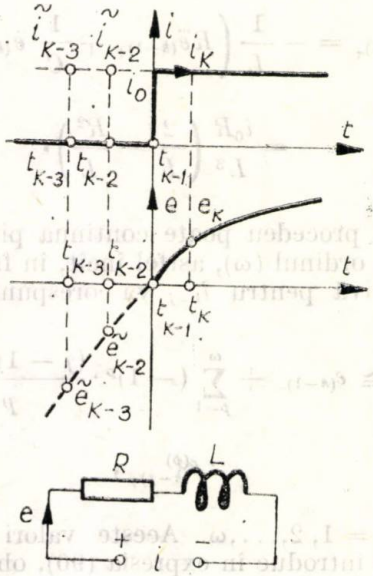


Fig. 5

Derivînd pe (92) în raport cu timpul, o dată de două ori,... de ω ori, se obțin (ω) ecuații diferențiale (de ordinul 1, 2, respectiv ω), care, considerate la t_{k-1}, permit calculul derivatelor:

$$\tilde{e}_{(k-1)_+} = \frac{1}{T}\left(Ki_{(k-1)_+} - e_{(k-1)_-}\right) = \frac{K}{T}\, i_0, \tag{93}$$

$$\ddot{e}_{(k-1)_+} = \frac{1}{T}\left(K\dot{i}_{(k-1)_+} - \dot{e}_{(k-1)_+}\right) = -\frac{K}{T^2}\, i_0, \tag{94}$$

.....

$$e^{(\omega)}_{(k-1)_+} = \frac{1}{T}\left(Ki^{(\omega-1)}_{(k-1)_+} - e^{(\omega-1)}_{(k-1)_+}\right) = (-1)^{\omega-1} \cdot \frac{K}{T^{\omega}} \cdot i_0. \tag{95}$$

Se obțin, deci valorile fictive $\tilde{i}_{k-j} = i_0$ din (78), iar $\tilde{e}_{k-j}$ din (88). Aceste valori fictive de start se introduc în expresia (97), obținută prin procedeul L.L.I., care, pentru acest exemplu, se obține din ecuația diferențială (92), respectiv:

$$\int_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t} Ki\,dt = \int_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t} (T\dot{e} + e)\,dt, \tag{96}$$

din care se calculează:

$$e_k = \frac{K\Delta t \cdot \sigma_{100}}{T \cdot \sigma_{110} + \Delta t \cdot \sigma_{100}} \cdot i_k + \frac{\sum_{j=1}^{\omega} \left[K\Delta t\sigma_{10j} \cdot i_{k-j} - (T\sigma_{11j} + \Delta t \cdot \sigma_{10j})e_{k-j}\right]}{T\sigma_{110} + \Delta t \cdot \sigma_{100}}. \tag{97}$$

Dacă acest exemplu se consideră pentru condiții inițiale nenule și în ipoteza semnalului de intrare de formă-treaptă (la $t = t_{k-1}$), respectiv $i^{(p)}_{(k-1)_-} = i^{(p)}_{(k-1)_+} = 0$ pentru $p = 1, 2, \ldots$, expresia matriceal-vectorială (8) se transcrie în varianta scalară ($n = 1$):

$$\tilde{e}_{k-j} = S_{10ji} \cdot i_{(k-1)_+} + S_{10je} \cdot e_{(k-1)_-}, \tag{98}$$

unde:

$$S_{10ji} = -\frac{K}{T} \cdot \sum_{q=1}^{\omega} \frac{(j-1)^q \cdot \Delta t^q}{q!} \cdot \left(\frac{1}{T}\right)^{q-1} \tag{99}$$

și:

$$S_{10je} = 1 + \sum_{q=1}^{\omega} \frac{(j-1)^q \cdot \Delta t^q}{q!} \cdot \left(\frac{1}{T}\right)^{q}. \tag{100}$$

Particularizînd aceste condiții inițiale nenule ca în figura 6, atunci pentru stabilirea valorilor fictive, care preced momentul t_{k-1} de apariție a discontinuității, se operează cu (73) pentru semnalul de intrare și cu (98) pentru semnalul de ieșire, unde $i_{(k-1)_+} = i_0$, iar $e_{(k-1)_-} \neq 0$.

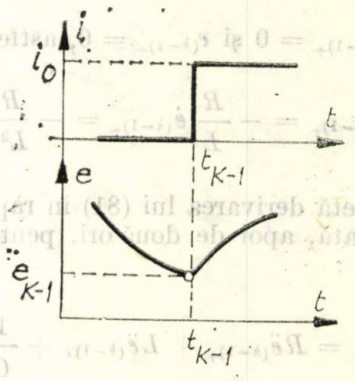


Fig. 6

În fine, particularizînd aceste condiții inițiale ca în figura 7, atunci valorile fictive de start care preced momentul t_{k-1} de apariție a discontinuității, se calculează tot cu (73) și (98), unde $i_{(k-1)_+} = 0$, respectiv $e_{(k-1)_-} \neq 0$.

Exemplele de condiții inițiale nenule din figurile 6 și 7 pot fi utile în analiza sistemelor cu

semnale eșantionate, formate din trenuri de impulsuri dreptunghiulare, modulate în amplitudine, lățime sau frecvență, cu condiția ca durata minimă a pauzei sau a impulsurilor dreptunghiulare să nu fie mai mică decît intervalul de intagrare $\Delta t = 2 \cdot \delta t$.

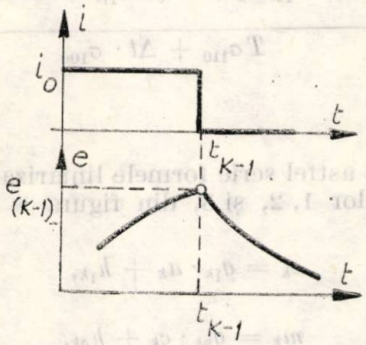


Fig. 7

5.4. Sistem cu reacție negativă

Se consideră sistemul simplu de reglare automată din figura (8), avînd în componență trei elemente, definite prin ecuații diferențiale de ordinul 1, unde K_1, K_2, și K_3 sînt coeficienții de proporționalitate în regim staționar, iar T_1, T_2 și T_3 sînt constante de timp. Cu i, a, c, m și r se notează semnalele de intrare, abatere, comandă, execuție, respectiv de reacție, cu observația că $a = i - r$. Conform procedeului L.L.I., dependența intrare-ieșire pentru fiecare element se poate aproxima prin forma liniarizată (2), așa cum se arată în figura 8, sub fiecare ecuație diferențială.

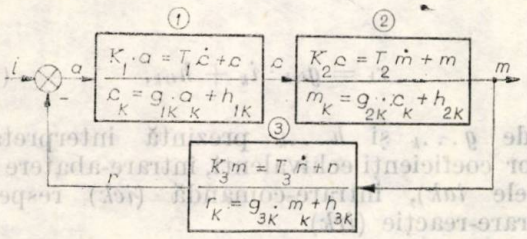


Fig. 8

Sistemul se consideră că are condiții inițiale nule, respectiv : $i_{(k-1)_-} = 0$, $a_{(k-1)_-} = 0$, $c_{(k-1)_-} = 0$, $m_{(k-1)_-} = 0$ și $r_{(k-1)_-} = 0$, iar la momentul $t = t_{k-1}$ se aplică semnalul de intrare-treaptă, respectiv $i_{(k-1)_-} = i_0$.

Calculul valorilor fictive de start se poate dezvolta prin relații intrare-ieșire sau intrare-stare, după cum urmează :

Prima variantă, bazată pe relații intrare-ieșire este mai laborioasă, dar interpretarea calculelor este mai simplă. Ca urmare, se scrie sistemul evident de ecuații diferențiale :

$$\left.\begin{aligned} \dot{c} &= -\frac{1}{T_1} c + \frac{K_1}{T_1}(i - r), \\ \dot{m} &= -\frac{1}{T_2} m + \frac{K_2}{T_2} c, \\ \dot{r} &= -\frac{1}{3} r + \frac{K_3}{T_3} m, \end{aligned}\right\} \quad (101)$$

care, considerat la momentul start $t = t_{k-1}$, conduce la $\dot{c}_{(k-1)_+} = \frac{K_1}{T_1} i_0$, $\dot{m}_{(k-1)_+} = 0$ și $\dot{r}_{(k-1)_+} = 0$.

Dacă se derivează (101) în raportul cu timpul, respectiv :

$$\left.\begin{aligned} \ddot{c} &= -\frac{1}{T_1} \dot{c} + \frac{K_1}{T_1}(\dot{i} - \dot{r}), \\ \ddot{m} &= -\frac{1}{T_2} \dot{m} + \frac{K_2}{T_2} \dot{c}, \\ \ddot{r} &= -\frac{1}{T_3} \dot{r} + \frac{K_3}{T_3} \dot{m}, \end{aligned}\right\} \quad (102)$$

iar sistemul se consideră la momentul de start $t = t_{k-1}$, rezultă $\ddot{c}_{(k-1)_+} = -\frac{K_1}{T_1^2} i_0$, $\ddot{m}_{(k-1)_+} = \frac{K_1 K_2}{T_1 T_2} i_0$ și $\ddot{r}_{(k-1)_+} = 0$. Continuînd în acest mod derivarea, în raport cu timpul, a sistemului de ecuații (102), o dată, de două ori și considerînd rezultatul la momentul de start $t = t_{k-1}$, se obține :

$$\dddot{c}_{(k-1)_+} = \frac{K_1}{T_1^3} i_0, \; \dddot{m}_{(k-1)_+} = -$$

$$-\frac{K_1 K_2}{T_1 T_2}\left(\frac{1}{T_1} + \frac{1}{T_2}\right) i_0 \text{ și } \dddot{r}_{(k-1)_+} =$$

$$= \frac{K_1 K_2 K_3}{T_1 T_2 T_3} \cdot i_0,$$

respectiv :

$$\ddddot{c}_{(k-1)_+} = -\frac{K_1}{T_1^4} \cdot i_0,$$

$$\ddddot{m}_{(k-1)_+} = \frac{K_1 K_2}{T_1 T_2}\left(\frac{1}{T_1^2} + \frac{1}{T_1 T_2} + \frac{1}{T_2^2}\right) i_0$$

și :

$$\ddddot{r}_{(k-1)_+} = -\frac{K_1 K_2 K_3}{T_1 T_2 T_3}\left(\frac{1}{T_1} + \frac{1}{T_2} + \frac{1}{T_3}\right).$$

Cu aceste condiții inițiale calculate la momentul de start, rezultă valorile fictive :

$$\tilde{c}_{k-j} \cong c_{(k-1)_-} + \sum_{p=1}^{\omega} (-1)^p \cdot \frac{(j-1)^p \cdot \Delta t^p}{p!} \cdot c^{(p)}_{(k-j)_+}, \quad (103)$$

$$\tilde{m}_{k-j} \cong m_{(k-1)_-} + \sum_{p=1}^{\omega} (-1)^p \cdot \frac{(j-1)^p \cdot \Delta t^p}{p!} \cdot m^{(p)}_{(k-j)_+}, \quad (104)$$

$$\tilde{r}_{k-j} \cong r_{(k-1)_-} + \sum_{p=1}^{\omega} (-1)^p \cdot \frac{(j-1)^p \cdot \Delta t^p}{p!} \cdot r^{(p)}_{(k-j)_+}, \quad (105)$$

la care se adaugă :

$$\tilde{a}_{k-j} = \tilde{i}_{k-j} = \tilde{r}_{k-j} = i_0 - \tilde{r}_{k-j}. \quad (106)$$

Valorile fictive (103), (104) și (105) se introduc în (110), (111) respectiv (112), care rezultă conform procedeului L.L.I. astfel :

$$\int_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t} K_1 a dt = \int_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t} (T_1 \dot{c} + c) dt, \quad (107)$$

$$\int_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t} K_2 c dt = \int_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t} (T_1 \dot{c} + c) dt, \quad (108)$$

$$\int_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t} K_3 m dt = \int_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t} (T_3 \dot{r} + c) dt, \quad (109)$$

din care se obțin :

$$c_k = \frac{K \cdot \Delta t \cdot \sigma_{100}}{T\sigma_{110} + \Delta t \cdot \sigma_{110}} \cdot a_k + \frac{\sum_{j=1}^{\omega} [K\Delta t \cdot \sigma_{10j} \cdot a_{k-j} - (T\sigma_{11j} + \Delta t \cdot \sigma_{10j}) c_{k-j}]}{T\sigma_{110} + \Delta t \cdot \sigma_{100}}. \quad (110)$$

$$m_k = \frac{K\Delta t \cdot \sigma_{100}}{T\sigma_{110} + \Delta t \cdot \sigma_{100}} \cdot c_k + \frac{\sum_{j=1}^{\omega} [K\Delta t \cdot \sigma_{10j} \cdot c_{k-j} - (T\sigma_{11j} + \Delta t \cdot \sigma_{10j}) m_{k-j}]}{T\sigma_{110} + \Delta t \cdot \sigma_{100}} \quad (111)$$

și :

$$r_k = \frac{K\Delta t \cdot \sigma_{100}}{T\sigma_{110} + \Delta t \sigma_{100}} m_k + \frac{\sum_{j-1}^{\omega} [K\Delta t \cdot \sigma_{10j} m_{k-j} - (T\sigma_{11j} + \Delta t \cdot \sigma_{10j}) r_{k-j}]}{T\sigma_{110} + \Delta t \cdot \sigma_{100}}. \quad (112)$$

Se pot astfel scrie formele liniarizate aferente elementelor 1, 2, și 3, din figura 8 și anume :

$$c_k = g_{1k} \cdot a_k + h_{1k}, \quad (113)$$

$$m_k = g_{2k} \cdot c_k + h_{2k}, \quad (114)$$

$$r_k = g_{3k} m_k + h_{3k}, \quad (115)$$

unde coeficienții $g\ldots_k$ și $h\ldots_k$ rezultă simplu prin identificare, la care se adaugă :

$$a_k = i_k - r_k. \quad (116)$$

Din sistemul de ecuații (113)...,(116) se pot stabili dependențele directe față de semnalul de intrare $i_k = i(t_k)$ respectiv :

$$a_k = g_{iak} \cdot i_k + h_{iak}, \quad (117)$$

$$c_k = g_{ick} \cdot i_k + h_{ick}, \quad (118)$$

$$m_k = g_{imk} \cdot i_k + h_{imk} \quad (119)$$

și :

$$r_k = g_{irk} \cdot i_k + h_{irk}, \quad (120)$$

unde $g\ldots_k$ și $h\ldots_k$ prezintă interpretarea unor coeficienți echivalenți, intrare-abatere (indicele *iak*), intrare-comandă (*ick*) respectiv intrare-reacție (*irk*).

A doua variantă, bazată pe relații intrare-stare, este mai sintetică, pentru care, conform cu (13),..., (16), în ipoteza semnalului de intrare-treaptă, respectiv $i_{(k-1)_+} = i_0$, considerată în acest exemplu, se poate scrie direct :

$$\dot{\boldsymbol{x}}_{(k-1)_+} = \boldsymbol{A} \cdot \boldsymbol{x}_{(k-1)_-} + \boldsymbol{B} \cdot i_{(k-1)_+}, \quad (121)$$

$$\ddot{\boldsymbol{x}}_{(k-1)_+} = \boldsymbol{A}^2 \boldsymbol{x}_{(k-1)_-} + \boldsymbol{AB} i_{(k-1)_+}, \quad (122)$$

$$\dddot{\boldsymbol{x}}_{(k-1)_+} = \boldsymbol{A}^3 \boldsymbol{x}_{(k-1)_-} + \boldsymbol{A}^2 \boldsymbol{B} i_{(k-1)_+}, \quad (123)$$

$$\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots$$

$$\boldsymbol{x}^{(p)}_{(k-1)_+} = \boldsymbol{A}^p \cdot \boldsymbol{x}_{(k-1)_-} + \boldsymbol{A}^{p-1} \boldsymbol{B} \cdot i_{(k-1)_+}, \quad (124)$$

$$x = \begin{bmatrix} c \\ m \\ r \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_1} & 0 & -\frac{K_1}{T_1} \\ \frac{K_2}{T_2} & -\frac{1}{T_2} & 0 \\ 0 & \frac{K_3}{T_3} & -\frac{1}{T_3} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{K_1}{T_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (125), (126), (127)$$

iar: $x_{(k-1)_-} = \mathbf{0}$.

Vectorii de stare fictivi $\tilde{x}_{k-j}$ necesari pentru startul calculelor, rezultă înlocuind (121), ..., (124) în (12), iar după primele (ω) secvenţe de start, se va opera cu (4), (5) şi (6).

5.5. Ecuaţii diferenţiale de ordinul 2

Varianta 1: Se consideră:

$$\ddot{e} + \omega^2 \cdot e = 0, \tag{128}$$

care admite soluţia analitică de forma:

$$e = A \sin \omega t, \tag{129}$$

aşa cum se arată în figura 9. Condiţiile iniţiale se consideră cunoscute, sub forma:

$$e_{k-1} = 0 \text{ şi } \dot{e}_{k-1} = A\omega.$$

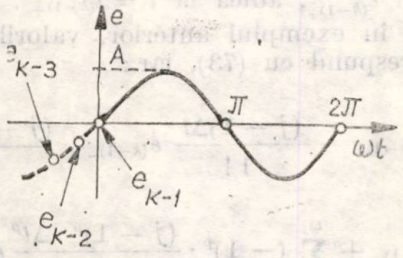


Fig. 9

În continuare se derivează (128) în raport cu timpul, în mod repetat, astfel:

$$\dddot{e} + \omega^2 \cdot \dot{e} = 0, \tag{130}$$

$$\ddddot{e} + \omega^2 \cdot \ddot{e} = 0, \tag{131}$$

$$\overset{(5)}{e} + \omega^2 \cdot \overset{(3)}{e} = 0, \tag{132}$$

sistem care se consideră la $t = t_{k-1}$, rezultînd:

$$\dddot{e}_{k-1} = -\omega^2 \cdot \dot{e}_{k-1} = -A\omega^3, \tag{133}$$

$$\ddddot{e}_{k-1} = -\omega^2 \ddot{e}_{k-1} = 0, \tag{134}$$

şi:

$$\overset{(5)}{e}_{k-1} = -\omega^2 \cdot \dddot{e}_{k-1} = A\omega^5. \tag{135}$$

Ca urmare, valorile fictive devin:

$$\tilde{e}_{k-j} = -\frac{(j-1)\Delta t}{1!} \cdot A\omega - \frac{(j-1)^3 dt^3}{3!} \cdot (-A\omega^3) - \frac{(j-1)^5 \Delta t^5}{5!} A\omega^5 - \ldots, \tag{136}$$

unde $j = 1, 2, \ldots, \omega$. Aceste valori fictive de start se introduc în expresia (138), care, identic exemplelor anterioare, rezultă din:

$$\iint_{t_k - \delta t}^{t_k + \delta t} (\ddot{e} + \omega^2 \cdot e)\, dt^2 = 0, \tag{137}$$

ceea ce conduce la:

$$e_k = -\frac{\sum_{j=1}^{\omega} (\sigma_{22j} + \Delta t^2 \cdot \omega^2 \cdot \sigma_{20j})\, e_{k-j}}{\sigma_{220} + \Delta t^2 \cdot \omega^2 \sigma_{20j}}, \tag{138}$$

unde e_{k-j} se înlocuieşte cu $\tilde{e}_{k-j}$ din (136).

Varianta 2. Se consideră:

$$K_i = T_2 \ddot{e} + T_1 \dot{e} + e, \tag{139}$$

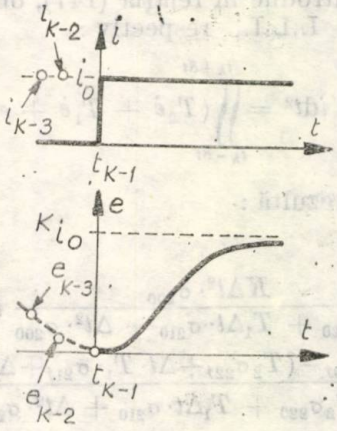


Fig. 10

pentru condiţiile iniţiale cunoscute, notate $i_{(k-1)_-} = 0$, $i_{(k-1)_+} = i_0$, adică semnal de intrare treaptă, iar $e_{(k-1)_-} = 0$ şi $\dot{e}_{(k-1)_-} = 0$, aşa cum se arată în figura 10. Se scrie (139) pentru $t = t_{k-1}$, rezultînd:

$$\ddot{e}_{(k-1)_+} = \frac{1}{T_2}(K i_{(k-1)_+} - T_1 \cdot \dot{e}_{(k-1)_-} - e_{(k-1)_-}). \tag{140}$$

În continuare se derivează (139), respectiv:

$$K\dot{i} = T_2 \dddot{e} + T_1 \ddot{e} + \dot{e}, \tag{141}$$

care considerat la $t = t_{k-1}$ conduce la

$$\dddot{e}_{(k-1)_+} = \frac{1}{T_2}(K \dot{i}_{(k-1)_+} - T_1 \ddot{e}_{(k-1)_+} - \dot{e}_{(k-1)_-}). \tag{142}$$

În fine, (141) se derivează în raport cu timpul, iar rezultatul se consideră tot la $t = t_{k-1}$, din care se obţine:

$$\ddddot{e}_{(k-1)_+} = \frac{1}{T_2}(K \ddot{i}_{(k-1)_+} - T_1 \dddot{e}_{(k-1)_+}) - \ddot{e}_{(k-1)_+}). \tag{143}$$

Se continuă acest procedeu pînă cînd se calculează :

$$e^{(w)}_{(k-1)+} = \frac{1}{T_2}(Ki^{(w-2)}_{(k-1)+} - T_1 e^{(w-1)}_{(k-1)+} - e^{(w-2)}_{(k-1)+}). \tag{144}$$

Ca urmare, valorile fictive $\tilde{i}_{k-j}$ corespund cu expresia (73), iar :

$$\tilde{e}_{(k-j)} = e_{(k-j)_-} - \frac{(j-1)\Delta t}{1!} \cdot \dot{e}_{(k-1)_-} + \\ + \sum_{p=2}^{w} (-1)^p \cdot \frac{(j-1)^p \cdot \Delta t^p}{p!} \cdot e^{(p)}_{(k-1)+}, \tag{145}$$

unde $j = 1, 2, \ldots, \omega$. Aceste valori fictive de start se introduc în relaţia (147), obţinută prin procedeul L.L.I., respectiv :

$$\iint_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t} Ki\,dt^2 = \iint_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t} (T_2\ddot{e} + T_1\dot{e} + e)dt^2, \tag{146}$$

din care rezultă :

$$e_k = \frac{K\Delta t^2 \cdot \sigma_{200}}{I_2\sigma_{220} + T_1\Delta t \cdot \sigma_{210} + \Delta t^2 \cdot \sigma_{200}} i_k + \frac{\sum_{j=1}^{w} \cdot}{\cdot[K\Delta t^2 \cdot \sigma_{20j} - (T_2\sigma_{22j} + \Delta t \cdot T_1 \cdot \sigma_{21j} + \Delta t^2 \cdot \sigma_{20j})e_{k-j}]} \\ \frac{}{T_2\sigma_{220} + T_1\Delta t \cdot \sigma_{210} + \Delta t^2 \cdot \sigma_{200}} \tag{147}$$

unde i_{k-j} şi e_{k-j} se înlocuiesc cu $\tilde{i}_{k-j}$, respectiv $\tilde{e}_{k-j}$.

5.7. Ecuaţie diferenţială de ordinul 3

Se consideră :

$$Ki = T_3\dddot{e} + T_2\ddot{e} + T_1\dot{e} + e, \tag{148}$$

pentru condiţiile iniţiale cunoscute în raport cu semnalul de intrare-treaptă, adică $i_{(k-1)_-} = 0$ şi $i_{(k-1)+} = i_0$, iar pentru semnalul de ieşire $e_{(k-1)_-} = 0$, $\dot{e}_{(k-1)_-} = 0$ şi $\ddot{e}_{(k-1)_-} = 0$, aşa cum se arată (calitativ) în figura 10. Se procedează formal identic cu cazul anterior, respectiv se derivează (148) repetat în raport cu timpul, adică :

$$K\dot{i} = T_3\ddddot{e} + T_2\dddot{e} + T_1\ddot{e} + \dot{e}, \tag{149}$$

$$K\ddot{i} = T_3\overset{(5)}{e} + T_2\ddddot{e} + T_1\dddot{e} + \ddot{e} \tag{150}$$

$$K\overset{(p-3)}{i} = T_3 e^{(p)} + T_2 e^{(p-1)} + T_1 e^{(p-2)} + e^{(p-3)}. \tag{151}$$

Considerînd (148), (149), (150), (151) la $t = t_{k-1}$ rezultă :

$$\dddot{e}_{(k-1)+} = \\ = \frac{1}{T_3}(Ki_{(k-1)+} - T_2\ddot{e}_{(k-1)-} - T_1\dot{e}_{(k-1)-} - e_{(k-1)-}), \tag{152}$$

$$\ddddot{e}_{(k-1)+} = \\ = \frac{1}{T_3}(K\dot{i}_{(k-1)+} - T_2\dddot{e}_{(k-1)+} - T_1\ddot{e}_{(k-1)-}\dot{e}_{(k-1)-}), \tag{153}$$

$$e^{(\omega)}_{(k-1)+} = \\ = \frac{1}{T_3}(Ki^{(\omega-3)}_{(k-1)+} - T_2 e^{(\omega-1)}_{(k-1)+} - T_1 e^{(\omega-2)}_{(k-1)+} - e^{(\omega-2)}_{(k-1)+}), \tag{154}$$

unde $\omega \geqslant 6$, pentru care se operează cu $e^{(\omega-3)}_{(k-1)+}$, $e^{(\omega-2)}_{(k-1)+}$ şi $e^{(\omega-1)}_{(k-1)+}$, adică la $t = t_{(k-1)+}$.

Ca şi în exemplul anterior, valorile fictive $\tilde{i}_{k-j}$ corespund cu (73), iar :

$$\tilde{e}_{k-j} = e_{(k-1)_-} - \frac{(j-1)\Delta t}{1!}\dot{e}_{(k-1)_-} + \frac{(j-1)^2\Delta t^2}{2!} \cdot \\ \cdot \ddot{e}_{(k-1)_-} + \sum_{p=3}^{\omega} (-1)^p \cdot \frac{(j-1)^p \cdot \Delta t^p}{p!} e^{p}_{(k-1)+}, \tag{155}$$

unde $j = 1, 2, \ldots, \omega$. Aceste valori fictive de start se introduc în relaţia (157), obţinută prin procedeul L.L.I., respectiv :

$$\iiint_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t} Ki\,dt^3 = \iiint_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t} (T_3\dddot{e} + T_2\ddot{e} + T_1\dot{e} + e)dt^3, \tag{156}$$

din care rezultă :

$$e_k = \frac{K\Delta t^3 \cdot \sigma_{300}}{T_3\sigma_{330} + T_2\Delta t \cdot \sigma_{320} + T_1\Delta t^2\sigma_{310} + \Delta t^2 \cdot \sigma_{300}} i_k + \\ + \frac{\sum_{j=1}^{\omega} [K\Delta t^3\sigma_{30j} \cdot i_{k-j} - (T_3\sigma_{33j} + \Delta t\sigma_{32j} + }{T_3\sigma_{330} + T_2\Delta t \cdot \sigma_{320} + } \\ \frac{+ T_1\Delta t^2 \cdot \sigma_{31j} + \Delta t^3 \cdot \sigma_{30j})e_{k-j}]}{+ T_1\Delta t^2 \cdot \sigma_{310} + \Delta t^2 \cdot \sigma_{300}}, \tag{157}$$

unde i_{k-j} şi e_{k-j} se înlocuiesc cu $\tilde{i}_{k-j}$, respectiv $\tilde{e}_{k-j}$.

5.8. Ecuație diferențială de ordinul 4

Se consideră:

$$Ki = T_4\dddot{e} + T_3\ddot{e} + T_2\ddot{e} + T_1\dot{e} + e, \quad (158)$$

pentru condițiile inițiale cunoscute în raport cu semnalul de intrare-treaptă, adică $i_{(k-1)_-} = 0$ și $i_{(k-1)_+} = i_0$, iar pentru semnalul de ieșire $e_{(k-1)_-} = 0$, $\dot{e}_{(k-1)_-} = 0$, $\ddot{e}_{(k-1)_-} = 0$ și $\dddot{e}_{(k-1)_-} = 0$ așa cum se arată (calitativ) în figura 10. Ca și în cazurile anterioare, se derivează (158), repetat în raport cu timpul, adică:

$$K\dot{i} = T_4\overset{(5)}{e} + T_3\dddot{e} + T_2\ddot{\ddot{e}} + T_1\ddot{e} + \dot{e}, \quad (159)$$

$$K\ddot{i} = T_4\overset{(6)}{e} + T_3\overset{(5)}{e} + T_2\dddot{\ddot{e}} + T_1\ddot{\ddot{e}} + \ddot{e}, \quad (160)$$

$$Ki^{(p-4)} = T_4e^{(p)} + T_3e^{(p-1)} + T_2e^{(p-2)} + T_1e^{(p-3)} + e^{(p-4)}. \quad (161)$$

Considerînd (158), (159), (160) și (161) la $t = t_{k-1}$, rezultă:

$$\dddot{e}_{(k-1)_+} = \frac{1}{T_4}(Ki_{(k-1)_+} - T_3\ddot{e}_{(k-1)_-} - T_2\ddot{e}_{(k-1)_-} - T_1\dot{e}_{(k-1)_-} - e_{(k-1)_-}), \quad (162)$$

$$e^{(5)}_{(k-1)_+} = \frac{1}{T_4}(K\dot{i}_{(k-1)_+} - T_3\dddot{e}_{(k-1)_-} - T_2\ddot{\ddot{e}}_{(k-1)_-} - T_1\ddot{e}_{(k-1)_-} - \dot{e}_{(k-1)}), \quad (163)$$

$$e^{(6)}_{(k-1)} = \frac{1}{T_4}(K\ddot{i}_{(k-1)_+} - T_3e^{(5)}_{(k-1)_+} - T_2\dddot{e}_{(k-1)_+} - T_1\dddot{e}_{(k-1)_-} - \ddot{e}_{(k-1)_-}), \quad (164)$$

$$e^{(\omega)}_{(k-1)_+} = \frac{1}{T_4}(Ki^{(\omega-4)}_{(k-1)_+} - T_3e^{(\omega-1)}_{(k-1)_+} - T_2e^{(\omega-2)}_{(k-1)_+} - T_1e^{(\omega-3)}_{(k-1)_+} - e^{(\omega-4)}_{(k-1)_+}), \quad (165)$$

unde $\omega \geqslant 8$, pentru care se operează cu $e^{(\omega-4)}_{(k-1)_+}$, $e^{(\omega-3)}_{(k-1)_+}$, $e^{(\omega-2)}_{(k-1)_+}$ și $e^{(\omega-1)}_{(k-1)_+}$, adică la $t = t_{(k-1)_+}$.

Ca și în exemplele anterioare, valorile fictive $\tilde{i}_{k-j}$ corespund cu (73), iar:

$$\tilde{e}_{k-j} = e_{(k-1)_-} - \frac{(j-1)\Delta t}{1!}\dot{e}_{(k-1)_-} + \frac{(j-1)^2\Delta t^2}{2!}\cdot\ddot{e}_{(k-1)_-} - \frac{(j-1)^3\Delta t^3}{3!}\dddot{e}_{(k-1)_-} + \sum_{p=4}^{\omega}(-1)^p\cdot\frac{(j-1)^p\cdot\Delta t^p}{p!}\cdot e^{(p)}_{(k-1)_+}, \quad (166)$$

unde $j = 1, 2, \ldots, \omega$. Aceste valori fictive de start se introduc în relația (168), obținută prin procedeul L.L.I., respectiv:

$$\int_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t}\int\int\int\int Kidt^4 = \int_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t}\int\int\int\int(T_4\dddot{e} + T_3\ddot{e} + T_2\ddot{e} + T_1\dot{e} + e)dt^4, \quad (167)$$

din care rezultă:

$$e_k = \frac{K\Delta t^4\cdot\sigma_{400}}{T_4\sigma_{440} + T_3\Delta t\cdot\sigma_{430} + T_2\Delta t^2\cdot\sigma_{420} + T_1\Delta t^3\cdot\sigma_{410} + \Delta t^4\sigma_{400}}i_k + \frac{\sum_{j=1}^{\omega}[K\Delta t^4\cdot\sigma_{40j}i_{k-j}(T_4\sigma_{44j} + T_3\Delta t\cdot\sigma_{43j} + T_2\Delta t^2\cdot\sigma_{42j} + T_1\Delta t^3\cdot\sigma_{41j} + \Delta t^4\sigma_{40j})e_{k-j}]}{T_4\sigma_{440} + T_3\Delta t\sigma_{430} + T_2\Delta t^2\sigma_{420} + T_1\Delta t^3\sigma_{410} + \Delta t^4\sigma_{400}}, \quad (168)$$

unde i_{k-j} și e_{k-j} se înlocuiesc cu $\tilde{i}_{k-j}$, respectiv $\tilde{e}_{k-j}$.

6. Concluzii

În această lucrare este subliniată importanța cunoașterii complete a condițiilor inițiale, în raport cu care se stabilește startul calculelor iterative. Sînt expuse detalii suficiente, pentru a putea întocmi algoritmi în acest sens, care să se atașeze procedeului L.L.I.

Se preferă utilizarea procedeului Taylor, față de metodele unipas (Runge Kutta ș.a.) de inițializare a calculelor, deoarece:

— valorile fictive de start $\tilde{i}_{k-j}$ și $\tilde{e}_{k-j}$ se pot calcula înaintea momentului $t_{(k-1)}$, după care toate secvențele de aproximare a soluției se operează prin procedeul L.L.I.;

— aproximarea valorilor fictive de start se poate face cu atît mai precis cu cît numărul ultimei secvențe regresive ω este mai mare;

— prin metodele unipas (Runge Kutta ș.a.) de inițializare, se pot calcula numai valorile fictive de start $\tilde{i}_{k+j}$ și $\tilde{e}_{k+j}$, $(j = 0,1,2,\ldots,\omega)$, secvențe care ar exclude utilizarea procedeului L.L.I. imediat după momentul t_{k-1};

— implementarea pe calculator este mai simplă și comodă.

Metoda de calcul al valorilor fictive de start, expusă în această lucrare, a fost utilizată, împreună cu procedeul L.L.I., în numeroase exemple rulate pe calculator (inclusiv pentru cele prezentate la punctul 5), cu rezultate foarte bune sub raportul preciziei și al simplității de implementare pe programe, în limbaj BASIC, pe calculatoare de tip IBM-PC-XT, TELEROM-P, COMODORE 64, TIM-S și PRAE.

Bibliografie

[1] *Colosi, T., Darie S., Danca M.* Liniarizarea local iterativă a soluției ecuațiilor diferențiale, cu aplicații în teoria sistemelor automate și electrotehnică. În: Revista Electrotehnica, Electronica, Automatica. București, Nr. 3, aprilie 1988.

[2] *Moszynski, K.* Metode numerice de rezolvare a ecuațiilor diferențiale ordinare. E.T. 1973.

[3] *Cernețki, V. I., Diduc, G. A., Potapenko, A. A.* Metode matematice și algoritmi în studiul sistemelor automate. E.T. 1973.

[4] *Ixaru, L. G.* Metode numerice pentru ecuații diferențiale, cu aplicații. București, Editura Academiei.

CZ 621.313.2:621.3.016

SISTEM INSULAR
DIESEL-GENERATOR SINCRON
STABILITATE

Îmbunătățirea stabilității sistemului insular cu grupuri diesel-generator sincron, cuplate în paralel, alimentînd convertizoare statice

VLADIMIR-VIOREL GHIȚĂ* — BUCUREȘTI

Generalități

Grupurile motor diesel-generator sincron, cuplate în paralel la un sistem de bare izolat de rețea (insular), alcătuind sursa de energie electrică pentru consumatori dedicați, constituiți din convertizoare statice cu semiconductoare de putere (tiristoare), sînt solicitate și au o comportare dinamică diferită față de grupurile din centralele sistemului energetic.

Astfel, datorită faptului că antrenarea este cu motor cu explozie (diesel) cuplul de antrenare prezintă neuniformități, care determină neuniformitate de turație, care impune utilizarea de amortizoare speciale și cuplaje elastice.

Pe de altă parte, constantele de timp mult mai mici decît ale grupurilor din centralele mari, lipsa liniilor lungi (impedanțe mici), tensiunea de valoare joasă (sub 1 000 V) și aplicarea de sarcini și suprasarcini de nivele ridicate comparativ cu puterea instalată și cu rate de aplicare dure, conferă acestor sisteme un caracter de sistem rapid atît ca solicitări, cît și ca opțiune de comportare (răspuns la perturbații).

Problema păstrării calității energiei furnizate în limite apropiate față de cea din sistemul energetic, care este cu atît mai greu de controlat cu cît numărul de grupuri este mai mare, conduce la soluții pentru mărirea vitezei de răspuns și îmbunătățirea stabilității și amortizării. La aceasta participă fiecare element al sistemului (sursa de antrenare, sursa de excitație, generatorul sincron), buclele de reglare a turației de antrenare (frecvență-putere), a excitației generatorului (tensiune-putere reactivă), precum și dispozitive auxiliare specializate de îmbunătățire a comportării dinamice a sistemului.

În cele ce urmează sînt sintetizate măsurile privind îmbunătățirea stabilității statice și dinamice prin proiectarea și dimensionarea adecvată a motorului și generatorului, alegerea sursei de excitație, acordarea corectă a buclelor de turație și tensiune, dar și prin aportul dispozitivelor de repartiție dinamică echilibrată în regim astatic a puterilor active și reactive, precum și de preîntîmpinare a depășirii tranzitorii a puterii instalate, prin limitarea puterii instantanee cerută de unii consumatori severi cum sînt cei constituiți din convertizoare statice alimentînd acționări reglabile cu motoare de curent continuu, sau curent alternativ, cu viteză variabilă.

2. Motorul termic (diesel)

Motorul termic constituie sursa primară de energie din lanțul energetic și, prin turația de antrenare, determină frecvența tensiunii furnizată de generator:

$$f = \frac{p \cdot n}{60},$$

* Institutul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Electrotehnică — București.

precum și puterea electromagnetică prin intermediul t.e.m. care este funcție de turație :

$$E = f(I_{ex}, n).$$

Deoarece inerția sistemului este de tip activ, întreținută de cuplurile active de inerție mecanică, transmise însumat la nivelul sistemului de bare, și reactiv, întreținută de inerția de excitație, la încărcări bruște (suprasarcini, scurtcircuite), trebuie ca sistemul să fie rapid din punct de vedere al injecției motorului termic și al excitației generatorului, iar la aruncări bruște de sarcină (descărcări) trebuie ca sistemul să aibă inerție electromecanică redusă și posibilități de dezexcitare rapidă a generatorului.

Motorul propriu-zis este necesar a fi, în principiu, de tip rapid în ceea ce privește alimentarea cu combustibil, adică fără turbosuflantă de supraalimentare cu aer sau cu turbosuflantă rapidă cu inerție redusă pentru a răspunde rapid la șocurile de sarcină.

Datorită faptului că între motor și generator există un cuplaj elastic impus de micșorarea efectului de neregularitate a turației, dar prin care configurația polizerouri a sistemului electromecanic se complică, rezultă că turația de antrenare trebuie controlată (măsurată) după cuplaj, la axul generatorului și nu înainte de cuplaj, așa cum se face, de regulă, din considerente de separare a funcționării motorului de celelalte agregate.

Pentru o bună amortizare a oscilațiilor torsionale, care se produc la nivelul axului motorului, trebuie să se introducă elemente (amortizoare) cu frecare vîscoasă. La nivelul grupului (motor-generator) elementul principal de amortizare îl constituie înfășurarea (colivia) de amortizare prin constanta sa cu caracter de frecare vîscoasă.

Reglajul automat în buclă al turației de antrenare contribuie la rigidizarea caracteristicii de putere electromagnetică a generatorului și a frecvenței tensiunii, la variații bruște de sarcină activă.

Prin acțiunea regulatorului de tensiune a generatorului și de turație asupra caracteristicii de putere electromagnetică funcție de unghiul intern (Q_i) se introduce un efect de amortizare astfel că energia de accelerare să fie mai mică decît cea de decelerare (care amortizează), evitîndu-se zona de instabilitate dincolo de limita teoretică ($\theta_i = \pi/2$) [12].

Inerția mecanică mărită (volantul mare) dă impresia de stabilitate a unghiului intern la șocuri, dar mărește „suprafața" energiei de accelerare față de cea de decelerare [12].

3. Stabilitatea statică și dinamică a generatorului

În cele ce urmează se vor lua în considerare numai mărimile care depind de dimensionarea și construcția generatorului. Problema care se pune este de îmbunătățire a stabilității și amortizării oscilațiilor la suprasarcini tranzitorii cu aplicare rapidă (bruscă), la care concură atît caracteristicile statice, cît și cele dinamice ale generatorului.

a. Soluția constructivă adecvată este cea de tip turboalternator cu rotor cu poli înnecați pentru ca în caracteristica puterii electromagnetice, funcție de unghiul intern, să nu apară componenta auxiliară de pulsație dublă, care deformează caracteristica $P(\theta_i)$ și crește caracterul de reactivitate al mașinii [1] :

$$P_a = \frac{E_0 \cdot U_n}{X_d} \sin\theta_i = P_{max} \sin\theta_i.$$

Numărul perechilor de poli este de minimum 2, maximum 4, corespunzător unei turații de antrenare a motorului termic de 1 500 rot/min respectiv 750 rot/min, funcție de randamentul și siguranța în funcționare asigurată de motorul termic. Valori uzuale sînt turația de 1 000 rot/min și $p = 3$.

b. Punctul static de funcționare (dimensionare)

Dimensionarea generatorului trebuie pornită de la stabilirea unui punct de funcționare pe caracteristica de putere activă și reactică funcție de unghiul intern θ_i, astfel încît să se obțină o stabilitate maximă în regim staționar.

Astfel, pe caracteristica de putere activă $P(\theta_i)$ trebuie ales un punct de funcționare care să asigure o rezervă, în limita unei dimensionări rezonabile a generatorului, între puterea maximă a consumatorilor și vîrful caracteristicii, adică un unghi intern la curent de excitație constant pe prima parte a zonei stabile.

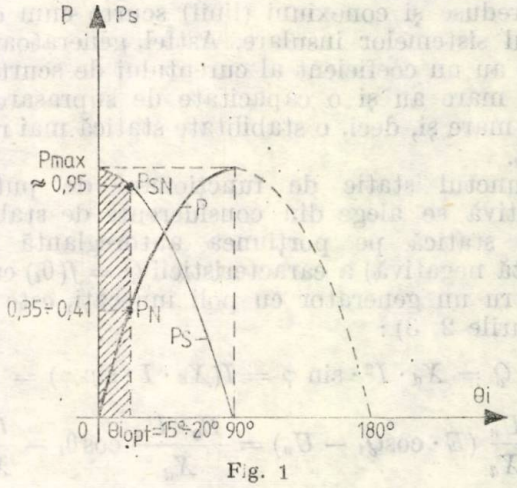


Fig. 1

Pentru a pune în evidenţă stabilitatea statică se defineşte, pentru un generator sincron, factorul de stabilitate statică [1]:

$$K_{stab.} = \frac{1}{\sin\theta_{in}} = \frac{P_{max}}{P_n} = \frac{U_n \cdot E_0}{X_d \cdot P_n}.$$

Acest factor se poate mări prin alegerea unui unghi intern nominal micşorat în limitele proiectării economice a circuitului magnetic.

Astfel, un unghi intern recomandat [1] de 15° ÷ 20° el corespunde unei puteri nominale de 35 ÷ 40% din puterea electromagnetică maximă, sau un factor de suprasarcină de 2,5 ÷ ÷ 3 şi o putere sincronizant de 94 ÷ 96% din puterea electromagnetică maximă, care apare în cazul cuplării în paralel şi care, cu cît este mai mare rigiditatea sistemului este mai mare. Pentru un generator cu poli înnecaţi:

$$P_{sopt} = \frac{E_0 \cdot U_n}{X_d} \cos\theta_{iopt} = P_{max} \cdot \cos\theta_{iopt} =$$

$$= 0{,}94 \div 0{,}96 P_{max}.$$

Atît factorul de stabilitate, cît şi puterea sincronizantă se observă că se pot mări prin diminuarea reactanţelor directe X_d în regim staţionar, şi X'_d în regim tranzitoriu.

Micşorarea reactanţelor directe înseamnă micşorarea permeanţei magnetice în lungul axei longitudinale mărind întrefierul, care, dacă vrem să nu mărească reluctanţa pe calea fluxului principal, conduce la mărirea curenţilor de scurtcircuit.

Din punct de vedere dinamic variaţia tranzitorie a puterii electromagnetice este dependentă de reactanţa tranzitorie X'_d [13] care, pentru un generator cu poli înnecaţi, este:

$$P'_a = \frac{E'_0 \cdot U_n}{X'_d} \sin\theta_i.$$

Mărirea componentei tranzitorii a puterii electromagnetice conduce la necesitatea proiectării unor generatoare cu reactanţe tranzitorii X'_d reduse şi conexiuni (linii) scurte cum este cazul sistemelor insulare. Astfel, generatoarele care au un coeficient al curentului de scurtcircuit mare au şi o capacitate de suprasarcină mai mare şi, deci, o stabilitate statică mai ridicată.

Punctul static de funcţionare de putere reactivă se alege din considerente de stabilitate statică pe porţiunea autoreglantă (cu pantă negativă) a caracteristicii $Q = f(\theta_i)$ care, pentru un generator cu poli înnecaţi, este [2] (figurile 2, 3):

$$Q = X_d \cdot I^2 \cdot \sin\varphi = I(X_d \cdot I \cdot \sin\varphi) =$$

$$= \frac{U_n}{X_d}(E \cdot \cos Q_i - U_n) = \frac{E_0 \cdot U_n}{X_d}\cos\theta_i - \frac{U_n^2}{X_d}.$$

Rezultă că unghiul intern trebuie să fie pozitiv $\theta_i > 0$.

Pentru regim capacitiv ($\theta_i < 0$) sistemul este instabil din punct de vedere static, caz însă rar întîlnit la sistemele insulare, doar cînd se utilizează compensatoare capacitive ale factorului de putere, nedimensionate corect.

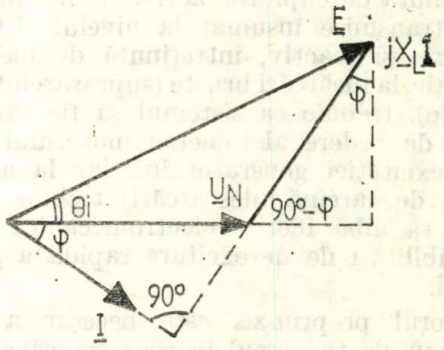


Fig. 2

Valoarea maximă a unghiului intern ($\theta_{i_{max}}$) este limitată de necesitatea ca maşina să fie generator de putere reactivă inductivă ($\theta_i > 0$), deoarece peste această limită generatorul devine consumator de putere reactivă (figura 3).

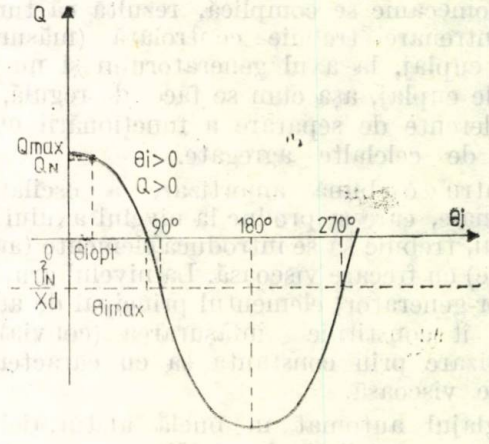


Fig. 3

Din considerente de asigurare a unei puteri reactive maxime pentru asigurarea comutaţiei naturale a unor sarcini constituite din convertizoare statice (redresoare comandate), valoarea optimă care rezultă este ca şi pentru puterea activă de $\theta_{iopt} = 15° \div 20°$el.

c. Înfăşurarea de amortizare

Pentru generatoarele care funcţionează în paralel, pe rotor se situează înfăşurarea (colivia) de amortizare care furnizează un cuplu asincron de amortizare cu caracter de frecare vîscoasă, la variaţiile de poziţie relativă dintre fluxul statoric şi cel principal (derivata unghiului intern). Din expresia constantei de amorti-

zare [1] se observă că, prin mărirea rezistenței coliviei de amortizare se îmbunătățește amortizarea, în limitele asigurării condiției $X_{amortizare} \gg R_{amortizare}$.

$$B_a = \frac{R_{amortizare}}{R^2_{amortizare} + X^2_{amortizare}}.$$

Reactanța înfășurării de amortizare determină reactanța supratranzitorie a generatorului X''_d.

În cazul sarcinilor constituite din convertizoare statice cu comutație naturală, reactanța supratranzitorie X''_d determină unghiul și căderile de comutație, care, în acest caz, contribuie la deformarea undei de tensiune la nivelul barelor comune și condiționează funcționarea sigură a echipamentelor alimentate.

Rezultă că, valoarea reactanței supratranzitorii pe care trebuie să o aibă generatorul în acest caz vine în întîmpinarea condiției de minimizare a căderii de comutație care conduce la X''_d redus, similar cu condiția de factor de amortizare mărit.

4. Sursa de excitație

Echipamentul care asigură alimentarea înfășurării de excitație a mașinii poate fi static (convertizor static) sau mașină relativă (excitatoare).

Pentru ca generatoarele să-și mărească zona de stabilitate (artificială), prin reglarea tensiunii pe calea curentului de excitație, este necesar ca puterea electromagnetică la curent de excitație maxim să fie mai mare ca cea la curent nominal.

$$P_{max}|_{Iex_{max}} > P_{max}|_{Iex_N}.$$

Aceasta conduce la surse care să asigure un factor de forțare (plafon) mai mare de 2, pînă la 4 :

$$Iex_{max} = 2{,}5 \div 4 IexN.$$

De asemenea, sursele trebuie să asigure [1] viteze mari de aplicare a tensiunii de excitație, de pînă la 1 000 V/s.

Astfel, excitarea directă a generatorului, prin aplicarea sursei direct înfășurării de excitație, este mai rapidă decît excitația prin mașină auxiliară (excitatoare), care mai introduce constanta de timp a excitației auxiliare și care nu poate realiza la nevoie reversarea fluxului de excitație.

Excitația rotativă fără perii aduce avantajul lipsei contactelor în mișcare dar nu elimină celelalte dezavantaje de mai sus. Există propuneri de soluții pentru înglobarea în rotor a unor dispozitive de dezexcitare, dar care complică construcția și ridică problema unor contacte auxiliare.

Excitația directă statică, cu posibilitatea de dezexcitare, asigură cea mai rapidă modalitate de răspuns dinamic atît la încărcare, cît și la descărcare rapidă, dar comportă nivel energetic ridicat al echipamentului de excitație.

Un compromis îl constituie excitația rotativă fără perii cu excitatoare de tip rapid [1, 14] cu circuit magnetic al polilor de excitație din oțel, de construcție specială și factor de „forțare" ridicat.

5. Sistemul de reglare a tensiunii

Rapiditatea (viteza de răspuns) și amortizarea rapidă a oscilațiilor din buclele de curent de excitație și reglare a tensiunii la borne, în conjuncție cu construcția generatorului și a sursei de excitație sînt de mare eficiență în cazul sistemului cu grupuri generator de puteri unitare comparabile, cuplate în paralel.

Pentru mărirea stabilității dinamice la variații bruște de tensiune la borne în caz de suprasarcină și scurtcircuite, cînd caracteristica $P(\theta_i)$ variază brusc în amplitudine și au loc variații simultane de θ_i, P, n, f, (figura 4) se utilizează sisteme de reglare în buclă cu acțiune pe excitația mașinii pentru modificarea t.e.m.

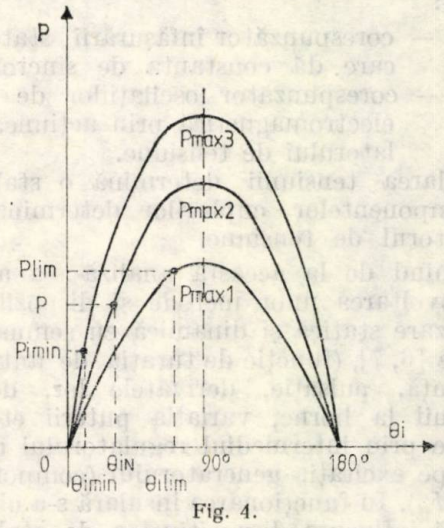


Fig. 4.

Sistemul de reglare a tensiunii, în cazul sarcinilor cu variație mare și rapidă de factor de putere, este ajutat de compensarea vectorială prin compundaj care intervine ca o schemă de reglare parametrică cu statism, de preferat independent de factorul de putere, rămînînd ca asigurarea preciziei și vitezei de răspuns mărită să fie sarcina regulatorului de tensiune [2, 3].

Elementele din cadrul sistemului de reglare pe excitație trebuie să asigure sensibilitate ridicată, fără zone moarte, pentru ca la variații de sarcină să nu se „sară" pe porțiuni de caracteristică $P(\theta_i)$ cu pantă negativă, în zona de stabilitate artificială.

Partea reală și imaginară a cuplului electromagnetic M_{em}, scris în coordonate Park, reprezintă cuplul de amortizare M_a, respectiv cel de sincronizare M_s [4, 5].

$$M_{em} = M_a + jM_s.$$

Componente ale acestor cupluri sînt generate în și de înfășurarea de excitație și contribuie la stabilitatea statică și dinamică.

Astfel, cuplul de amortizare M_a, materializat printr-o constantă de tip de frecare vîscoasă, este aportul cuplurilor electromagnetice induse în înfășurările plasate în rotor [4, 5]:

M_{aa} — corespunzător înfășurării de amortizare care intervine la variații de unghi intern adică cînd apare o viteză relativă între cîmpul învîrtitor statoric și cîmpul de excitație principal;

M_{ae} — corespunzător înfășurării de excitație la oscilații de putere electromagnetică prin acțiunea regulatorului de tensiune.

Cuplul de sincronizare Ms materializat într-o constantă de tip elastic, este aportul cuplurilor electromagnetice induse în înfășurările statorice:

M_{ss} — corespunzător înfășurării statorice și care dă constanta de sincronizare;

M_{st} — corespunzător oscilațiilor de putere electromagnetică prin acțiunea regulatorului de tensiune.

Reglarea tensiunii determină o stabilizare a componentelor cuplurilor determinate de regulatorul de tensiune.

Pornind de la această analiză s-a avansat în dezvoltarea unor metode și dispozitive de stabilizare statică și dinamică cu semnale adiționale [6, 7], (funcție de turația de antrenare, frecvență, pulsație, derivatele lor, derivata tensiunii la borne, variația puterii etc.), cu acțiune prin intermediul regulatorului de tensiune pe excitația generatorului (componentele M_{ae}, M_{st}). În funcționarea insulară s-a observat însă că influența dispozitivelor de stabilizare cu semnale adiționale este nefavorabilă la încărcări și descărcări bruște.

6. Repartiția dinamică echilibrată a puterilor

Repartiția statică a puterii active se poate admite în sisteme în care consumatorii impun salturi de încărcare/descărcare de valoare mică, în comparație cu puterea instalată și/sau cu gradienți mici de aplicare și consumatori cu caracteristica naturală foarte bine amortizată.

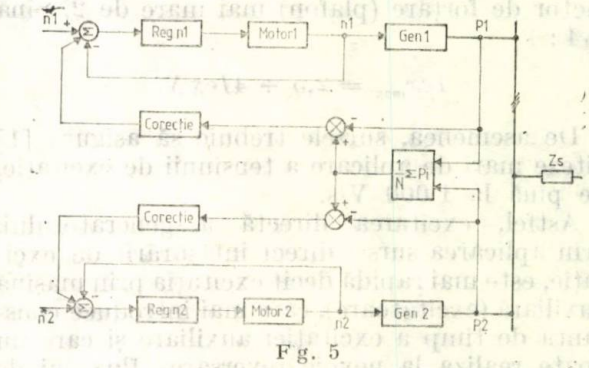
În cazul sarcinilor cu variații bruște și/sau de valoare comparabilă cu a sursei, variațiile de putere perturbă tranzitoriu serios valoarea frecvenței și a tensiunii la bare și se impune repartiția astatică a puterilor activă și de la caz la caz a celei reactive. Aceasta deoarce alimentarea instabilă pericliteză funcționarea consumatorilor constituiți din sisteme (bucle) de reglare rapide. Astfel, este cazul convertizoarelor statice de c.c. sau c.a. alimentînd motoare cu turație variabilă care au performanțe de reglaj (stabilitate, amortizare, precizii) asigurate pentru variații ale tensiunii de alimentare și a frecvenței de valoare determinată limitată (de exemplu maximum $\pm 15\%$ pentru tensiune și $\pm 3\%$ pentru frecvență).

În cazul cel mai restrictiv al consumatorilor care necesită păstrarea în limite foarte restrînse aproape constante a tensiunii și frecvenței în astfel de sisteme este necesară repartiția dinamică echilibrată atît a puterii active, cît și reactive pentru o utilizare cît mai bună a puterii instalate la suprasarcini tranzitorii.

Perturbațiile sînt transmise generatorului care furnizează atît putere electrică activă, preluată de la sursa de antrenare, cît și putere reactivă, preluată de la sursa de excitație.

În cazul sistemelor insulare repartiția puterilor active este mai dificilă decît a celor reactive deoarece sistemul cuprinde elemente oscilante activ, mai puțin amortizate. Din punct de vedere al puterii reactive, în acest caz liniile fiind scurte și neexistînd mers în gol, nu apare efect capacitiv și nu apar elemente oscilante reactiv.

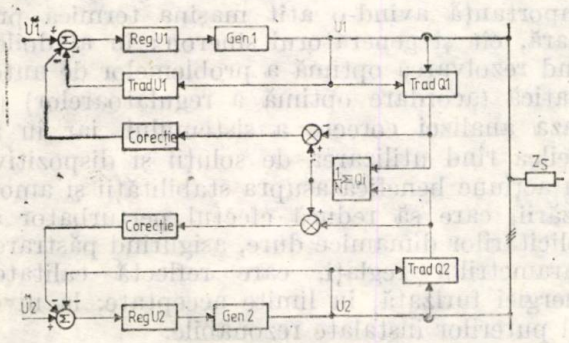
Astfel, repartiția puterilor se poate face în regim staționar și tranzitoriu cu statism [2, 3] pentru consumatori mai puțin pretențioși sau izocron (astatic) după scheme de forma celei din figura 5, pentru puteri active [8], sau de forma celei din figura 6, pentru puteri reactive [9].



Fg. 5

În ambele scheme referința pentru încărcare o reprezintă media instantanee a puterilor măsurate, acționîndu-se asupra regulatorului de turație a sursei de antrenare, respectiv a regulatorului de tensiune, funcție de abaterea instantanee față de această medie (asupra turației pentru puterea activă, respectiv asupra tensiunii pentru puterea reactivă).

În cazul consumatorilor constituiți din convertizoare statice alimentînd acționări de viteză variabilă, sarcinile sînt aplicate rapid atît din punct de vedere al puterii active, cît și reactive (în cazul unui redresor reglabil pe partea de rețea a convertizorului). În acest caz, dacă se admite o repartiție după statism trebuie avut în vederea că statismul de putere reactivă nu trebuie să fie dependent de variația de obicei rapidă, a factotului de putere și să se folosească scheme corespunzătoare [2, 3].



Fg. 6

Astatic problema se rezolvă cu dispozitive care acționează rapid chiar pe durata regimului tranzitoriu de încărcare activ sau reactiv, de tipul celor din figurile 5 și 6.

7. Limitarea puterii instantanee a consumatorilor /10/

Într-un sistem insular, caracteristica de sarcină în cazul consumatorilor constituiți din acționări reglabile alimentate de la convertizoare statice, are vîrfuri de putere tranzitorii, care pot depăși posibilitățile de încărcare a sursei.

În cazul acționărilor de turație variabilă reglată cu caracteristică dură de cuplu (cuplu constant și putere variabilă cu turația) apar solicitări de accelerare în sarcină sau aplicare de sarcină mecanică pe motor turat, de tipul celor din figura 7.

Pornind de la caracteristica de cuplu, care pentru accelerare în sarcină, urmată de pauză și cuplare de sarcină pe motor turat are alura reprezentată în figura 7a, la o accelerare în sarcină la cuplu de sarcină constant M_s, cu un cuplu de accelerare limitat M_m, rata de aplicare poate fi de ordinul $P_{MN}/10 \div 20$s. În cazul, mai puțin probabil dar posibil, al cuplării unei sarcini la o mașină de ridicat turată la nominal, rata este de ordinul de mărime al vitezei de răspuns a buclei de cuplu al motorului (zeci ÷ sute ms), deci mult mai dură decît în cazul precedent.

În ceea ce privește puterea reactivă, aceasta se aplică sub o rată dură tot cu timpul de răspuns al buclei de curent în accelerări, durata fiind funcție de sarcină și turația dorită.

Vîrfuri de putere de acest fel se pot suprapune peste o încărcare medie constantă, de obicei

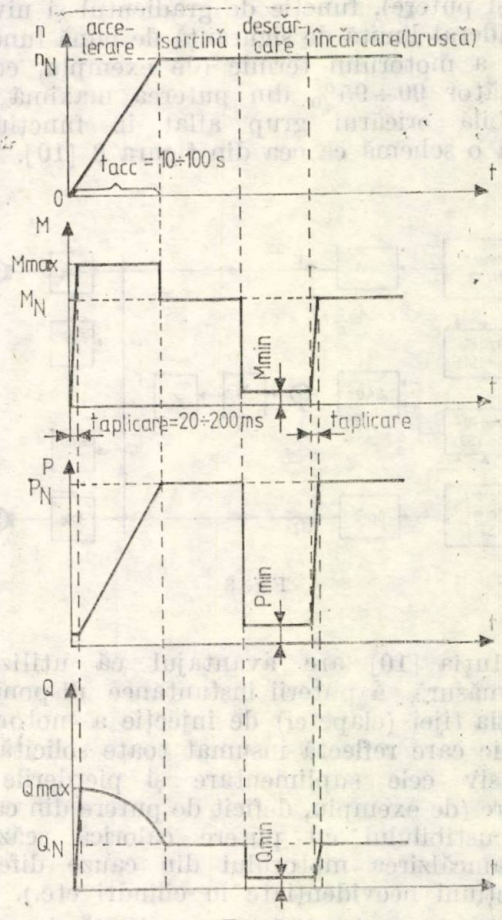


Fig. 7

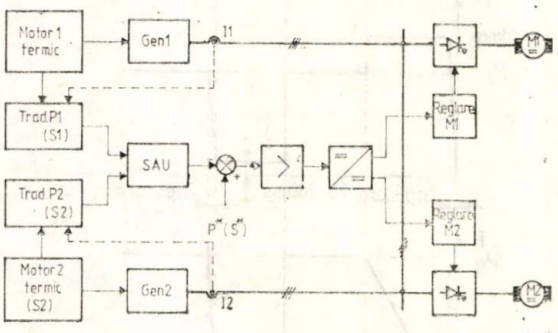
mică, dată de consumatori mai puțin semnificativi, cu variație lentă în timp, de putere activă (P) și reactivă (Q), sau pulsatorie de tipul celei determinată de acționări de pompe cu puteri comparabile cu a mașinii de ridicat, cum este cazul instalațiilor de foraj. Atunci caracteristica de sarcină îmbracă un puternic caracter de neregularitate care este dezavantajos din punct de vedere al dimesionării raționale a puterii instalate a grupurilor diesel-generator sincron, cuplate în paralel.

Soluția este de „a rade" vîrfurile de sarcină, în primul rînd cea activă, care afectează antrenarea grupului (mașina primară), deci puterea și frecvența sistemului insular, care depășesc o valoare medie considerată rezonabilă.

Se cunosc soluții care realizează acest lucru preîntîmpinînd apariția sarcinilor prin detectarea ratei de creștere (derivata) a puterii [11], în cazul în care răspunsul traductorului este suficient de rapid față de suprasarcinile aplicate.

În cazul aplicării de sarcini dure (ca mai sus) este recomandată influențarea caracteris-

ticii de sarcină a consumatorului, cînd acesta este posibil (cum este cazul acționărilor reglate cu caracteristică de putere variabilă cu turația prin diminuarea impunerii de turație, care înseamnă și putere), funcție de gradientul și nivelul considerat limită de siguranță de bună funcționare a motorului termic (de exemplu, corespunzător $90 \div 95\%$ din puterea maximă disponibilă oricărui grup aflat în funcțiune), după o schemă ca cea din figura 8 [10].



Fg. 8

Soluția [10] are avantajul că utilizează ca măsură a puterii instantanee disponibilă poziția tijei (clapetei) de injecție a motorului termic care reflectă însumat toate solicitările, inclusiv cele suplimentare și pierderile de putere (de exemplu, deficit de putere din cauza combustibilului cu putere calorică scăzută, supraîncălzirea motorului din cauze diferite, defecțiuni neevidențiate în cilindri etc.).

Acțiunea automată se manifestă în acest caz în micșorarea unghiului de comandă a convertizoarelor statice care alimentează motoarele de acționare cu turație variabilă la cuplu constant, care pe caracteristica de putere variabilă descarcă rapid grupurile pentru o durată de timp, pînă la limita nepericuloasă de încărcare a mașinilor termice primare (diesel), diminuînd efectul perturbator de stabilitate a sistemului insular prin scăderea frecvenței sau tensiunii în limite nepermise. Efectul sesizat de operator constituie totodată un avertisment care conduce la adoptarea de decizii corespunzătoare de adaptare a sarcinii la disponibilul de putere.

În situația în care se utilizează și/sau semnal de curent (figura 8) de încărcare a generatorului, se obține și/sau limitare de putere aparentă funcție de puterea activă disponibilă a motorului termic.

8. Concluzii

Sistemele insulare alimentate de la grupuri diesel-generator cu consumatori constituiți din convertizoare statice sînt puternic solicitate dinamic, prin suprasarcini tranzitorii care reclamă sistemului răspunsuri rapide de stabilizare a parametrilor reglați în bucle.

La acest lucru concură, în primul rînd, alegerea și/sau proiectarea și dimensionarea dedicată a elementelor din lanțul energetic, o mare importanță avînd-o atît mașina termică primară, cît și generatorul sincron; în al doilea rînd rezolvarea optimă a problemelor de automatică (acordare optimă a regulatoarelor) pe baza analizei corecte a sistemului, iar în al treilea rînd utilizarea de soluții și dispozitive cu acțiune benefică asupra stabilității și amortizării, care să reducă efectul perturbator al solicitărilor dimamice dure, asigurînd păstrarea parametrilor reglați, care reflectă calitatea energiei furizată, în limite acceptate, la nivelul puterilor instalate rezonabile.

Bibliografie

[1] *Kostenko, M., Piotrowski, L.* Machines Electriques. tome II Mir 1969.

[2] *Penescu, C. I.* Automatica și telemecanica sistemelor energetice vol. I. Editura Academiei 1959.

[3] *Griffith, M. Shan.* Modern a.c. Generator control systems: some plain and painless facts. În: IEEE Trans. on I.A. nr. 6/1978.

[4] *Sen Gupta, D. Nawahari, N. G. Lynn, J. W.* Damping and synchronising torques contributed by a voltage regulator to a synchronous generator: a quantitativ assessment. Proc. IEE Nr. 8/1977.

[5] *Sen Gupta, D. Balasubramanian, M. V. Lynn, J. W.* Synchronising and damping torque in synchronous machines. În: Proc. IEE nr. 10/1967.

[6] *Peneder, Franz, Bertschi, Rolf.* La stabilisation du glissement. Revue Brown Bovery nr. 9/10 1974.

[7] *Blaser, Franz* Principe d'action amélioré pour la stabilisation du transport de puissance active (stabilisation de glissement). Revue Brown Bovery nr. 3/1980.

[8] *Woodward Governor Comp.* 2301 Load Sharing & Speed Control. Bulletin 82575.

[9] *Ghiță, V. V.* ș.a. Brevet RSR nr. 79605/1982.

[10] *Ghiță, V. V.* ș.a. Brevet RSR nr. 77920/1981.

[11] *Woodward Governor Comp.* Load Pulse Unit. Information Sheet 51121.

[12] *Mihoc, D.* Automatizări în energetică. Ed. Didactică și Pedagogică 1978.

[13] * * * Siemens. Memoratorul inginerului electrician. București Editura Tehnică 1971.

[14] * * * A.E.G. Bürstenlose Drehstrom-Generatoren für Schiffe und Offshore-Einheiten.

CZ 621—831:621.317.083

ACȚIONĂRI
ELECTRONICĂ DE PUTERE
MAȘINI ELECTRICE

Sinteza optimală a sinusoidei prin combinarea principiilor modulației impulsurilor în durată și modulației impulsurilor în amplitudine

BOGDAN TOMESCU * — BUCUREȘTI

Introducere

În acest articol se analizează și se propune o metodă pentru sintetizarea optimală, atît din punct de vedere al anulării unui număr dorit de armonici, cît și al minimizării factorului total de distorsiuni, a unei forme de undă sinusoidală. Metoda poate fi aplicată pentru sinteza oricărei forme de undă descrisă printr-o funcție de pătrat integrabil, $f \in L^2(X)$.

Particularizarea pentru sinusoidă s-a făcut dat fiind importanța pe care o are în electronica de putere, electrotehnică și automatizări obținerea unei forme de undă cît mai aproape de cea sinusoidală. Optimizarea în sensul arătat mai sus pornește de la observația că anularea anumitor armonici într-un domeniu al spectrului fără minimizarea factorului total de distorsiuni, duce la creșterea valorii armonicilor în alt domeniu al spectrului, lucru care poate deveni supărător în aplicații. Se obține astfel o sinteză „efectivă" a sinusoidei prin faptul că funcția aproximativă tinde atît „local" (prin anularea armonicilor), cît și global (prin minimizarea coeficientului de distorsiuni) către funcția de aproximat.

Metodele folosite pînă în prezent se bazează pe unul sau altul din principiile de modulație enunțate, realizînd numai o parte din deziderate. Combinarea modulației impulsurilor în durată (MID) cu cea în amplitudine (MIA) duce la îndeplinirea ambelor obiective de optimizare arătate beneficiindu-se în plus și de avantajele dezvoltării pe care sistemele bazate pe aceste principii au căpătat-o în ultima vreme.

1. Justificarea teoretică a metodei

Se consideră funcția de aproximat:

$$f : X = [0,\ 2\pi] \to Y = [-A,\ A],\ f(x) = A \sin \alpha = A \sin \omega t \qquad (1)$$

și funcția aproximantă în scară din figura 1:

$$\varphi : X \to R,\ \varphi(\alpha) = \begin{cases} f(0) \text{ dacă } \alpha \in [0,\ \alpha_1) \\ U_1 \text{ dacă } \alpha \in [\alpha_1,\ \alpha_2) \\ U_N \text{ dacă } \alpha \in \left[\alpha_N,\ \dfrac{\pi}{2}\right]. \end{cases} \qquad (2)$$

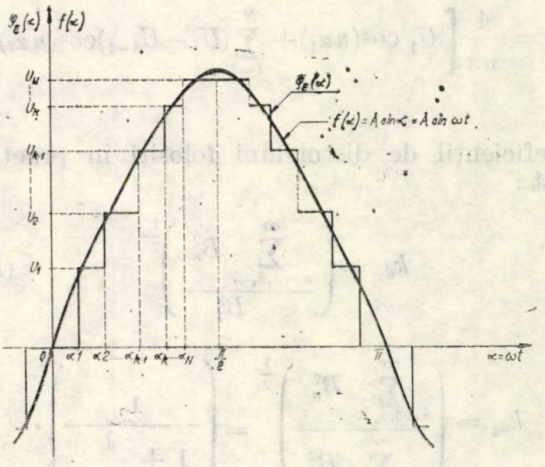


Fig. 1. Aproximarea printr-o funcție în scară a sinusoidei

În [1] și [2] se arată că obținerea unui coeficient de distorsiuni minim este echivalentă cu minimizarea erorii pătratice de aproximare:

$$\varepsilon^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [f(\alpha) - \varphi(\alpha)]^2 \, d\alpha. \qquad (3)$$

Se observă însă că această condiție se poate formula mai general și mai riguros; astfel [3], observînd că atît f cît și φ aparțin spațiului Hilbert al funțiilor de pătrat integrabil $L^2(X)$ în care se poate defini norma:

$$||f - \varphi|| = \varepsilon, \qquad (4)$$

relația (3) arată că funcția aproximantă în scară, φ, trebuie să tindă la funcția de aproximat, f, în această normă, adică trebuie găsită o funcție $\varphi_\varepsilon(\alpha)$ astfel încît:

$$||f - \varphi_\varepsilon|| = \min. \qquad (5)$$

* Ing. *Tomescu, B.* — Institutul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Electrotehnică — București.

φ_s se va determina astfel încît să îndeplinească, în plus, și condițiile de anulare a primelor armonici, așa după cum se va vedea în continuare.

2. Obținerea formei de undă dorită

Dezvoltările Fourier ale lui $f(\alpha)$ și $\varphi_s(\alpha)$, ținînd seama de imparitatea și simetria lor de rotație, sînt :

$$f(\alpha) = A\sin(\alpha), \tag{6}$$

$$\varphi_s(\alpha) = \sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} B_n \sin(n\alpha), \tag{7}$$

cu B_n armonicile calculate conform formulelor coeficienților Fourier :

$$B_n = \frac{2}{T}\int_0^T \varphi_s(\alpha)\sin(n\alpha)\mathrm{d}\alpha, \quad (T = 2\pi), \tag{8}$$

care, în final, au expresia :

$$B_n = \frac{4}{n\pi}\left[U_1\cos(n\alpha_1) + \sum_{i=2}^{N}(U_i - U_{i-1})\cos(n\alpha_i)\right]. \tag{9}$$

Coeficienții de distorsiuni folosiți în practică sînt :

$$k_{d_1} = \left(\frac{\sum_{n=3,5,\ldots}^{\infty} B_n^2}{B_1^2}\right)^{\frac{1}{2}} \tag{10}$$

$$k_{d_2} = \left(\frac{\sum_{n=3,5,\ldots}^{\infty} B_n^2}{\sum_{n=1,3,5,\ldots}^{\infty} B_n^2}\right)^{\frac{1}{2}} = \left(\frac{1}{1 + \frac{1}{k_{d_1}^2}}\right)^{\frac{1}{2}}. \tag{10'}$$

În [1] și [2] se arată că obținerea unui $k_{d_{1,2}}$ minim, pentru un număr de trepte de aproximare N, în final, se realizează prin alegerea momentelor de comutare a treptelor, α_k, astfel încît :

$$f(\alpha_k) = \frac{U_{k-1} + U_k}{2}, \quad k = \overline{2, N}, \tag{11}$$

$$f(\alpha_1) = \frac{U_1}{2}, \tag{11'}$$

sau, lucrînd raportat la amplitudinea A, pentru generalizare :

$$f(\alpha_k) = \frac{u_{k-1} + u_k}{2}, \quad k = \overline{2, N}, \tag{12}$$

$$f(\alpha_1) = \frac{u_1}{2}, \tag{12'}$$

unde :

$$u_k = \frac{U_k}{A}, \tag{12''}$$

adică :

$$\alpha_k = \arcsin\frac{u_{k-1} + u_k}{2}, \quad k = \overline{2, N}, \tag{13}$$

$$\alpha_1 = \arcsin\frac{u_1}{2}. \tag{13'}$$

Se observă acum, însă, că relațiile (13) și (13') impun restricții numai asupra semisumei nivelelor, nu și asupra fiecăruia în parte ; rezultă deci, că se poate alege, pe considerente suplimentare, valoarea fiecărui nivel, păstrînd condițiile (13) și (13'). Aceste valori se pot determina astfel încît primele armonici să se anuleze (cu păstrarea, evident, a fundamentalei, egală în valoare normată cu 1). Se obține astfel o combinație MID—MIA ce realizează o sinteză optimală.

Înlocuind fazele α_k cu valorile date de (13) și (13'), se observă că se obțin N ecuații independente, în necunoscutele $u_1, u_2, \ldots, u_N$:

$$\begin{cases} b_1 = \dfrac{B_1}{A} = 1 \\ b_3 = \dfrac{B_3}{A} = 0 \\ \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ b_{2N-1} = \dfrac{B_{2N-1}}{A} = 0, \end{cases} \tag{14}$$

adică se vor anula primele $2N - 1$ armonici.

Ținînd seama de (9), (12''), (13) și (13'), sistemul (14) devine :

$$\begin{cases} u_1\cos\left[\arcsin\dfrac{u_1}{2}\right] + \\ + \displaystyle\sum_{i=2}^{N}(u_i - u_{i-1})\cos\left[\arcsin\frac{u_i + u_{i-1}}{2}\right] = \frac{\pi}{4} \\ u_1\cos\left[3\arcsin\dfrac{u_1}{2}\right] + \\ + \displaystyle\sum_{i=2}^{N}(u_i - u_{i-1})\cos\left[3\arcsin\frac{u_i + u_{i-1}}{2}\right] = 0 \\ \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ u_1\cos\left[(2N-1)\arcsin\dfrac{u_1}{2}\right] + \\ + \displaystyle\sum_{i=1}^{N}(u_i - u_{i-1})\cos \cdot \\ \cdot\left[(2N-1)\arcsin\frac{u_i + u_{i-1}}{2}\right] = 0. \end{cases} \tag{14'}$$

Deci, pentru un număr dorit, M, de armonici de anulat, se alege o aproximare în N trepte, cu N cel mai mare număr natural, mai mic decît $\frac{M+1}{2}$, ţinînd seama că armonicile pare se anulează oricum din simetrie. Din rezolvarea numerică a sistemului neliniar (14′) se obţin valorile fazelor de comutare şi amplitudinile corespunzătoare ale treptelor. Coeficientul de distorsiuni se poate calcula folosind valoarea efectivă a formei de undă în scară scrisă în două moduri :

$$\bar{\varphi}_\varepsilon^2(\alpha) = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} \varphi_\varepsilon^2(\alpha)d\alpha = \frac{1}{2}\sum_{n=1,3,\ldots}^{\infty} B_n^2 =$$

$$= \frac{1}{2}[B_1^2 + B_1^2 k_{d_1}^2]. \qquad (15)$$

Rezultă valorile (optimale) :

$$k_{d_1}^2 = \frac{2\bar{\varphi}_\varepsilon^2(\alpha)}{B_1^2} - 1, \qquad (16)$$

$$k_{d_2}^2 = \frac{1}{1 + \frac{1}{k_{d_1}^2}}, \qquad (16')$$

sau, cu ajutorul relaţiilor (9), (12″), (15), (16) şi (16′) :

$$k_{d_1}^2 = \frac{\frac{4}{\pi}\left[\sum_{i=1}^{N-1} u_i^2[\alpha_{i+1} - \alpha_i] + u_N^2\left[\frac{\pi}{2} - \alpha_N\right]\right]}{b_1^2} - 1, \qquad (17)$$

$$k_{d_2}^2 = \frac{1}{1 + \frac{1}{k_{d_1}^2}}. \qquad (17')$$

3. Rezultate numerice

Aşa cum s-a arătat în paragraful anterior, sistemul de ecuaţii (14′) este un sistem neliniar, a cărui rezolvare trebuie făcută numeric. Pentru alegerea metodei de rezolvare trebuie avute în vedere două aspecte :

— posibilităţile de realizare practică a unor timpi de comutaţie şi a unor nivele de tensiune sau curent cu o precizie mai mare de 2—3 zecimale scad foarte mult (mai ales pentru echipamentele de putere) ;

— erorile de rotunjire, accentuate şi de cele intrinseci calculatorului, pentru metodele de convergenţă de ordin superior devin mai importante, de la o precizie în sus, decît cele de metodă, fapt care poate duce, de exemplu, la oscilaţii ale soluţiei, pentru un pas de căutare foarte mic.

Ultimul aspect rezultă din faptul că fiecare ecuaţie este „reprezentată" printr-o funcţie cu multe minime nenule, dar foarte apropiate de zero, care, pentru o precizie impusă ridicată, duce la erori de trunchiere ce depăşesc pasul de căutare corespunzător preciziei. Precizia limită, ε_α, nu se cunoaşte, în mod obişnuit, apriori. Dacă se cere o precizie $\varepsilon < \varepsilon_\alpha$, atunci condiţiile din criteriul de oprire a iterării nu vor fi, probabil, satisfăcute niciodată. În astfel de cazuri se poate folosi un criteriu de oprire [4] bazat pe următoarea observaţie simplă : cînd şirul soluţiei $u^n = [u_1^n \; u_2^n \ldots u_n^N]$ la a n-a iteraţie converge către soluţia u_α se ştie că, de la un n încolo diferenţele $||u^n - u^{n-1}||$ cu, de exemplu, $||u^n|| = \sum_{i=1}^{N} |u_1^n|$ — vor descreşte pînă cînd $||u^n - u_\alpha|| \approx \varepsilon_\alpha$.

După aceea, erorile de rotunjire devin dominante şi diferenţele variază neregulat. Se pot termina iteraţiile şi accepta u^n ca rădăcină, dacă următoarele condiţii sînt satisfăcute simultan :

$$||u^n - u^{n-1}|| \geq ||u^{n-1} - u^{n-2}|| \text{ şi } ||u^n - u^{n-1}|| < \delta. \qquad (18)$$

Aici δ este o anumită toleranţă, nu prea strînsă şi care se foloseşte doar ca iteraţiile să nu fie terminate înainte ca u^n să fi ajuns în apropierea lui u_α. Dacă se verifică inegalităţile (18), atunci cantitatea $||u^n - u^{n-1}||$ este de obicei o bună estimare a lui $||u^n - u_\alpha^e||$.

Pentru sistemul de faţă s-a aplicat o metodă de convergenţă de ordin zero, practic asemănătoare cu cea a înjumătăţirii intervalului, pentru a evita sursele de erori arătate mai sus ; rezultatele au fost foarte bune. Ca date iniţiale se dau :

— numărul de trepte de aproximare (ecuaţii) N ;

— eroarea maximă dorită E ;

— pasul de căutare corespunzător necunoscutei u_i, $H(I)$;

— aproximaţia iniţială $U^1(I)$, $I = \overline{1, N}$.

Programul găseşte soluţia care anulează suma modulelor ecuaţiilor, FA, deci şi fiecare ecuaţie (o sumă de numere pozitive este zero dacă şi numai dacă fiecare număr este nul), căutînd „la stînga" şi „la dreapta" aproximantei iniţiale cu paşi din ce în ce mai mici. Se lucrează astfel cu o singură ecuaţie în loc de N. Organigrama programului este prezentată schematic în figura 2.

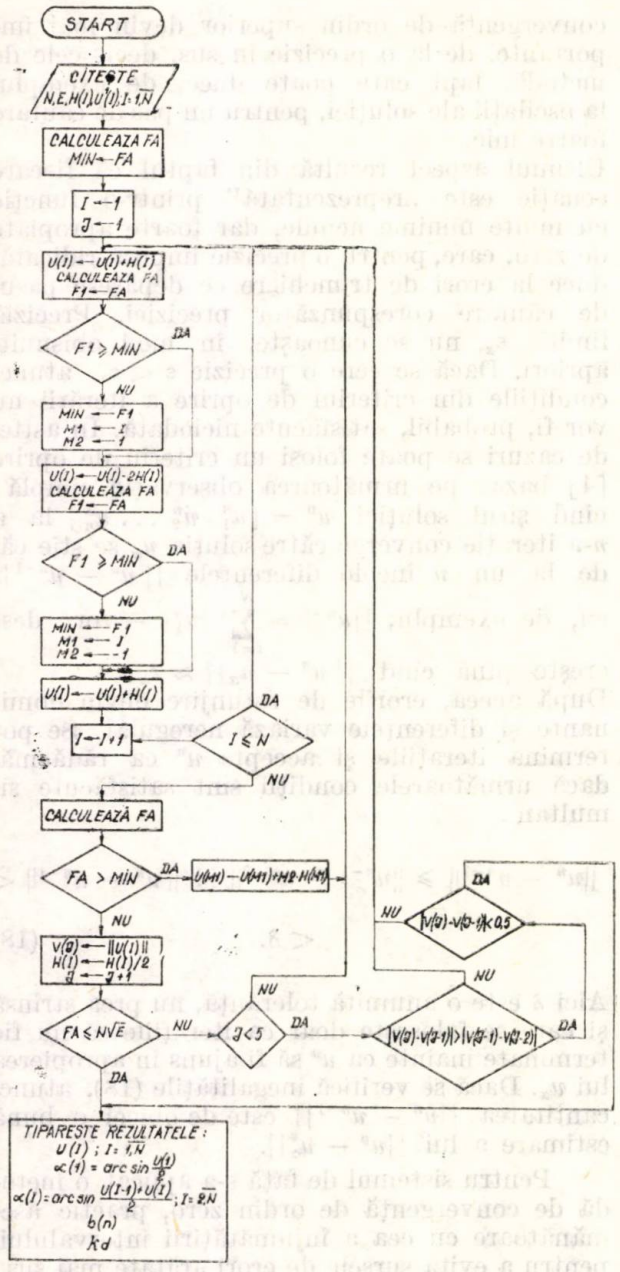


Fig. 2. Organigrama programului de rezolvare a sistemului neliniar de ecuații pentru anularea armonicelor.

Valorile treptelor u_i, trunchiate la a doua zecimală și ale fazelor α_i, trunchiate la prima zecimală pentru cazurile de interes mai practic $N = 3$, $N = 4$ și $N = 5$ sînt date în tabelul 1. Valorile armonicilor normate la amplitudinea sinusoidei și ale coeficienților de distorsiuni vor fi prezentate comparativ în diagramele din figura 3 pentru metodele de sinteză asemănătoare mai uzitate. Astfel, pentru metoda prezentată anterior, pentru care sînt ilustrate și formele de undă, care minimizează coeficientul de distorsiuni și anulează primele $2N-1$ armonici — durate și amplitudini inegal eale treptelor — armonicile sînt cele reprezentate cu linie plină, respectiv coeficienții de distorsiuni

Tabelul 1

Valorile treptelor de aproximare u_i și ale fazelor lor de comutare α_i pentru numărul de trepte de aproximare $N = 3$, $N = 4$ și $N = 5$

N		3	4	5
u_i	u_1	0,41	0,24	0,21
	u_2	0,74	0,56	0,45
	u_3	0,99	0,77	0,7
	u_4		0,99	0,89
	u_5			0,99
α_i [°]	α_1	11,8	6,9	6
	α_2	35,1	23,6	19,3
	α_3	59,9	41,7	35,1
	α_4		61,6	52,6
	α_5			70

sînt $k^1_{d_{1,2}}$, ambele seturi de mărimi și formele de undă fiind reprezentate cu valorile trunchiate din tabelul 1. Pentru metoda care minimizează numai coeficientul de distorsiuni [1, 2] — durate inegale și amplitudini egale — armonicile sînt cele reprezentate cu linie întreruptă, respectiv coeficienții de distorsiuni sînt $k^2_{d_{1,2}}$. Pentru metoda clasică de anulare a armonicilor [5] — durate egale și amplitudini inegale — există două variante :

— cu număr m de pulsuri pe semiperioadă par, $m = 2N$ adică treapta superioară are durată dublă, ca și la primele două metode, mărimile fiind cele reprezentate cu linie punct și respectiv coeficienții de distorsiuni fiind $k^{3'}_{d_{1,2}}$;

— cu număr m de pulsuri pe semiperioadă impar, $m = 2N - 1$ adică treapta superioară nu are durată dublă, mărimile fiind cele reprezentate cu linie două puncte și respectiv coeficienții de distorsiuni fiind $k^{3''}_{d_{1,2}}$.

La această din urmă metodă se observă că, singurele armonici prezente sînt cele de ordin $2km \pm 1$, $k = 1, 2, \ldots$, dar coeficienții de distorsiuni au valori mai mari.

Se poate observa că metoda de optimizare prezentată îmbină avantajele celorlalte două metode, asigurînd minimizarea coeficientului de distorsiuni și în condițiile anulării primelor $2N-1$ armonici. Alegerea unei modalități de aproximare sau a alteia se face în funcție de aplicația concretă. Ca posibilități de implementare practică se pot încerca, în domeniul electronicii de putere, scheme de convertizoare statice cu tensiuni sau curenți de ieșire sintetice, în trepte [6,7], comandate corespunzător cu metoda aleasă. Pentru o sinteză de mică putere „de semnal" implementarea se poate

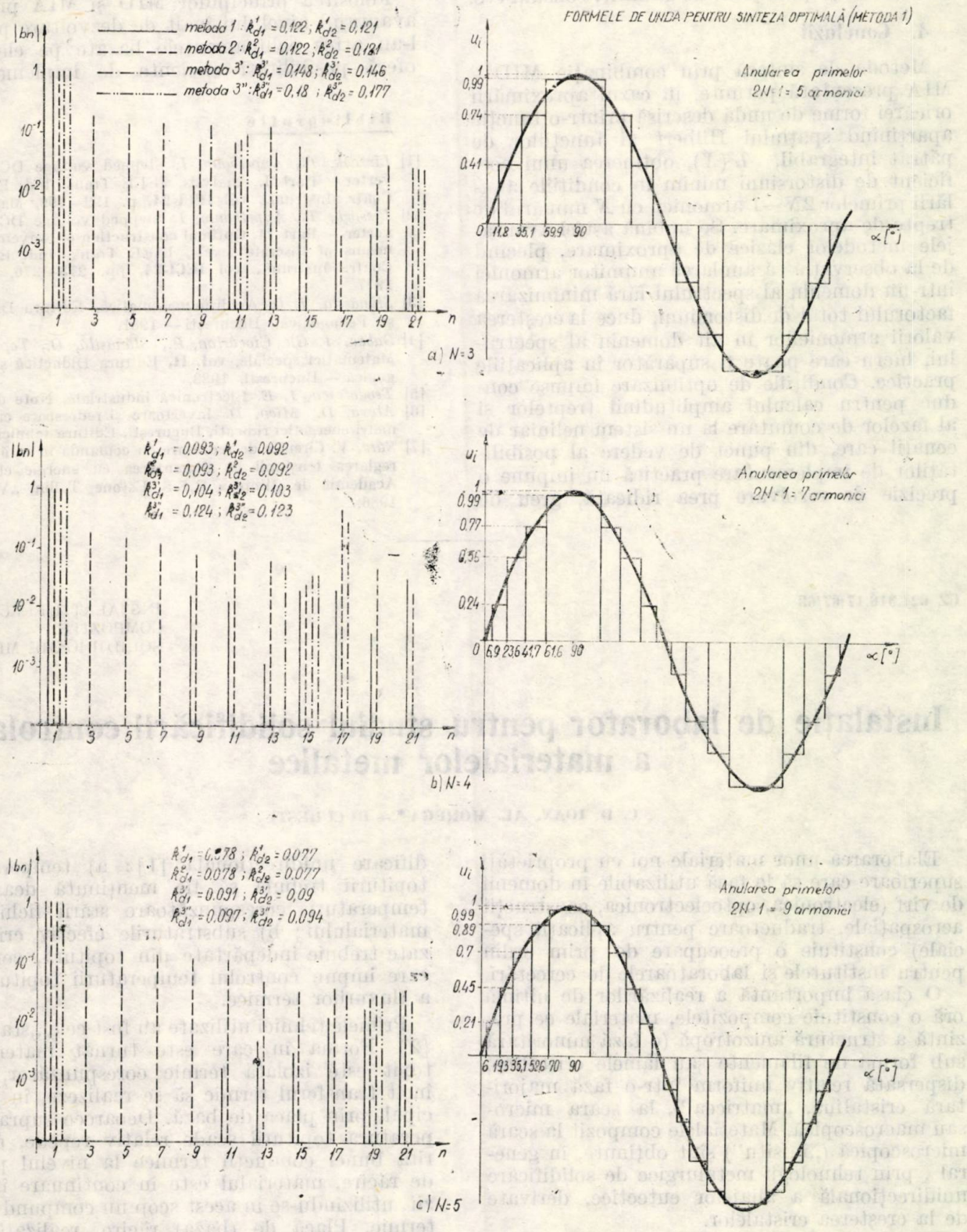


Fig. 3. Valorile armonicilor și ale coeficienților de distorsiuni pentru metoda de optimizare prezentată și pentru metodele de sinteză existente, alături de formele de undă obținute la sinteza optimală: a) $N = 3$; b) $N = 4$; c) $N = 5$.

face digital, numărul de trepte de aproximare putînd fi aici crescut (şi, deci, şi performanţele) fără restricţii prea mari de gabarit, consum etc.

4. Concluzii

Metoda de sinteză prin combinaţia MID — MIA prezentată permite, în cazul aproximării oricărei forme de undă descrisă printr-o funcţie aparţinînd spaţiului Hilbert al funcţiilor de pătrat integrabil, $L^2(X)$, obţinerea unui coeficient de distorsiuni minim în condiţiile anulării primelor $2N-1$ armonici, cu N numărul de trepte de aproximare. Se îmbină astfel avantajele metodelor clasice de aproximare, plecînd de la observaţia că anularea anumitor armonici într-un domeniu al spectrului fără minimizarea factorului total de distorsiuni, duce la creşterea valorii armonicilor în alt domeniu al spectrului, lucru care poate fi supărător în aplicaţiile practice. Condiţiile de optimizare impuse conduc pentru calculul amplitudinii treptelor şi al fazelor de comutare la un sistem neliniar de ecuaţii care, din punct de vedere al posibilităţilor de implementare practică nu impune o precizie de rezolvare prea ridicată, greu de atins şi teoretic datorită complexităţii sistemului.

Folosirea principiilor MID şi MIA prezintă avantajul nivelului înalt de dezvoltare pe care l-au atins echipamentele bazate pe ele, deci oferă posibilităţi eficiente de implementare.

Bibliografie

[1] *Lissack, T., Appelbaum, I.* Stepped voltage DC/AC inverter — Part I. Analysis, IEEE Trans. Ind. Electron. Contr. Instrum., vol IECI-24, p. 192—199, May 1977.
[2] *Lissack, T., Appelbaum, I.* Stepped voltage DC/AC inverter — Part II. Optimal construction of waveforms by means of discrete levels, IEEE Trans. Ind. Electron. Contr. Instrum., vol **IECI-24**, pp. 273—276, August 1977
[3] *Stănăşilă, I. O.* Analiză matematică, Editura Didactică şi Pedagogică, Bucureşti — 1981.
[4] *Şabac, I. Gh., Ciocârlan, P., Stănăşilă, O., Topală, A.* Matematici speciale, vol. II, Editura Didactică şi Pedagogică — Bucureşti, 1983.
[5] *Teodorescu, I. E.* Electronică industrială, Note de curs.
[6] *Alexa, D., Micu, D.* Invertoare şi redresoare cu parametri energetici ridicaţi, Bucureşti, Editura tehnică, 1986.
[7] *Sarv, V.* Circuite de redresare cu comanda în fază pentru reglarea tensiunii la alimentarea cu energie electrică. Academia de ştiinţe a R.S.S. Estone, Tallin, „Valgus", 1986.

CZ 621.316.17:67/68

INSTALAŢII ELECTRICE
COMPOZITE
SOLIDIFICARE METALE

Instalaţie de laborator pentru studiul solidificării controlate a materialelor metalice

C. D. IOAN, AL. MOREGA * — BUCUREŞTI

Elaborarea unor materiale noi cu proprietăţi superioare care să le facă utilizabile în domenii de vîrf (electronica, optoelectronica, construcţii aerospaţiale, traductoare pentru aplicaţii speciale) constituie o preocupare de prim ordin pentru institutele şi laboratoarele de cercetări.

O clasă importantă a realizărilor de ultimă oră o constituie compozitele, materiale ce prezintă a structură anizotropă (o fază minoritară sub formă de filamente sau lamele cristaline, dispersată relativ uniform într-o fază majoritară cristalină, „matricea"), la scara micro- sau macroscopică. Materialele compozit la scară microscopică („in-situ") sînt obţinute, în general , prin tehnologii metalurgice de solidificare unidirecţională a aliajelor eutectice, derivate de la creşterea cristalelor.

Sînt două reguli generale ce trebuie respectate de către oricare dintre procedeele de solidificare unidirecţională [1]: a) temperatura topiturii trebuie să fie menţinută deasupra temperaturii corespunzătoare stării lichide a materialului; b) substraturile efectiv cristalizate trebuie îndepărtate din topitură, condiţii care impun controlul temperaturii topiturii şi a fluxurilor termice.

Primele tehnici utilizate au fost cele „statice" [2]. Forma în care este turnat materialul topit este izolată termic corespunzător, aşa încît transferul termic să se realizeze, în principal, prin placa de bază. Deoarece supratemperatura topiturii scade relativ repede, datorită bunei conducţii termice la nivelul plăcii de răcire, materialul este în continuare încălzit, utilizîndu-se în acest scop un compund exotermic. Placa de (baza) răcire, realizată de obicei din Cu, trebuie curăţată şi fixată de forma de turnare în mod corespunzător, pentru a se asigura un contact termic cît mai bun. Dezavantajul principal al acestei metode este imposi-

* Dr. ing. *Ioan, C. D.* şi dr. ing. *Morega, Al.* — Institutul Politehnic Bucureşti, Facultatea de Electrotehnică.

bilitatea asigurării unui control termic riguros procesului de solidificare.

Înlocuirea compundului exotermic cu o sursă de căldură controlată electric (fie un ansamblu de încălzitoare rezistive [3], fie un sistem de încălzitoare inductive [4] care să permită reducerea progresivă a puterii injectate și introducerea unor forme de turnare și plăci de răcire construite astfel încît să se selecteze, în cursul solidificării, o anumită direcție de creștere pentru cristale [5], au constituit îmbunătățirile aduse tehnologiei „statice".

Două clase de procedee, diferite de cel static, au la bază principiul deplasării relative a sursei de căldură (cu scopul de a menține topitura deasupra punctului lichidus) și a unei surse reci (destinată asigurării unui flux termic unidirecțional).

Prima categorie (Czochralsky, Bridgman-Stockbarger, Pfann, turnarea continuă sau semicontinuă), presupune sursa caldă fixă, în timp ce a doua categorie (turnarea de precizie) presupune sursa rece fixă.

În general, dispunerea surselor (caldă și rece), precum și deplasarea lor relativă se realizează în direcție verticală, ceea ce conferă o mai bună stabilitate topirii (convecție generată termic, minimă); excepție fac procedeele Bridgman și Pfann, în variantele lor orizontale. Figura 1 (după [1]) sintetizează procedeele enumerate și principalii parametri de control.

Procedeul Bridgman în varianta verticală, selectat de autori, prezintă, avantajul realizării unor structuri compozite și pentru piese de forme variate.

Un încălzitor este repartizat pe o zonă suficient de mare, astfel ca întreaga șarjă să fie complet topită, iar în timpul solidificării să se formeze o singură interfață solid-lichid.

Dispunerea verticală a încălzitorului prezintă avantajul asigurării unei scăderi verticale a temperaturii topiturii și, în consecință, reducerea procesului convectiv din șarjă.

Încălzirea se poate realiza cu elemente rezistive (pînă la 1 000°C, Khantal, în aer) sau, pentru temperaturi mai ridicate, carbura de siliciu (în aer), molibden (în atmosferă de argon) sau grafit (în atmosferă de argon). La temperaturi ridicate se poate renunța la răcire deoarece numai pierderile prin radiație dau gradienți de temperatură de circa 100°K/cm.

Procedeul prevede, pentru mărirea gradientului de temperatură, o răcire forțată cu apa, sau, eventual, cu un mediu de răcire cu presiunea de vapori scăzută — metale fluide.

Important, pentru o solidificare corespunzătoare, este ca sistemul mecanic ce asigură deplasarea formei din zona caldă în zona rece, să fie stabil, precis reglabil și să nu producă vibrații.

Instalația XTAL, concepută și realizată de autori, este un echipament preliminar cu ajutorul căruia să se poată determina „algoritmul" solidificării controlate pentru o piesă dată, dintr-un material dat.

Alte aplicații sînt studierea eutecticelor din punct de vedere al solidificării dirijate — morfologiile corespunzătoare, precum și urmărirea influenței unor factori externi (cîmpuri magnetice etc.) asupra procesului.

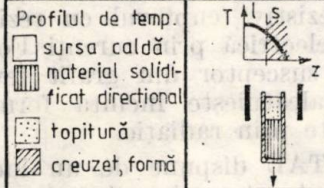
Parametrul de control	a) Solidificare unidirecțională radială normală B–S	b) Topire zonală	c) Czochralski	d) Turnare continuă	e) Turnare de precizie
Viteza de solidificare	+	+	+	±	+
Gradientul de temperatură	+	+	–	+	–
Direcția fluxului termic	+ lateral	+ lateral	– lateral	+ lateral	± la început în jos, apoi lateral
Tendința de convecție	mică	mare	mare	mică	mică la încălzire indirectă
Profil	+	+	–	+	+ +
Profilul de temp. 					
Domeniul de aplicare	Profile simple discontinue	Profile simple aliaje reactive (fără creuzet)	Profile simple, continue, eventual fără creuzet	Profile simple, continue	Piese turnate, complexe (secțiuni variabile)

Fig. 1

Descrierea instalației. Parametri principali

Instalația XTAL a fost concepută pentru aplicarea procedeului Bridgman — Stockbarger, modificat (prin aceea că solidificarea șarjei este realizată prin transfer termic atît radial — la o incintă cilindrică rece, cît și axial, la placa-suport a formei, răcită cu apă).

Au fost asigurate următoarele funcțiuni:

1 — topirea unei șarje metalice, într-un cuptor de topire;

2 — turnarea șarjei în formă;

3 — menținerea șarjei topite, în formă, într-un cuptor de menținere;

4 — solidificarea dirijată a materialului prin retragerea formei din cuptorul de menținere și deplasarea ei într-o incintă rece, lent, cu viteza continuu reglabilă;

5 — măsurarea și afișarea principalilor parametri din proces (temperatură, poziție, viteză);

6 — poziționarea rapidă a formei;

7 — protecții pentru valorile limită (curenți, poziție, temperatură);

8 — lucrul în atmosfera protectoare.

Un cuptor de inducție permite topirea unei șarje metalice (un volum echivalent a 500 gr Ol) într-un creuzet ceramic (alumina) în cca. 15 minute (cuptorul pornind din stare caldă), respectiv 45 minute (cuptorul inițial rece).

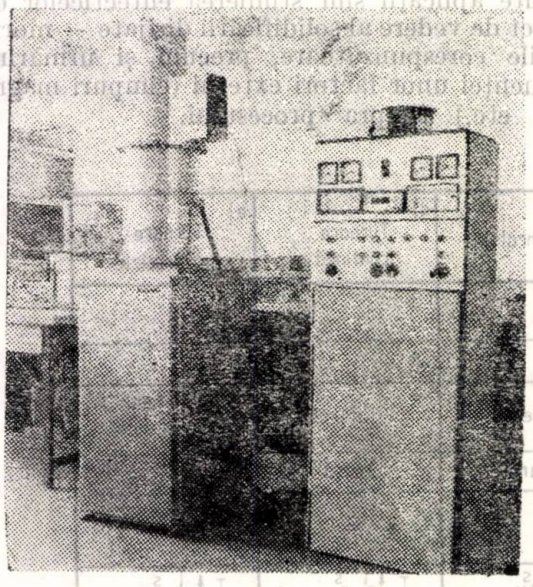


Fig. 2

Frecvența de lucru este de 5—10 kHz, tensiunea 150 V, puterea injectată 2,5 kW, bateria de condensatoare pentru compensare 60 μF.

Turnarea materialului topit se realizează prin cădere liberă (prin fundul creuzetului, care este perforat) la acționarea unui electromagnet, care ridică dopul — termocuplu. Șarja este dirijată printr-un canal de turnare în forma de turnare.

Forma de turnare nu are fund și este susținută de o placă din oțel inoxidabil, circulată cu apă. În momentul turnării forma se află poziționată în cuptorul de menținere, situat dedesubtul cuptorului de topire, coaxial cu acesta, astfel încît interfața formă — placă se situează la cota corespunzătoare extremității inferioare a acestuia.

Cuptorul de menținere este de formă cilindrică circulară; este de tip rezistiv, spațiul său util fiind $Ø = 60$ mm $\times$ $h = 150$ mm. Temperatura de lucru este de 800°... 1 000°C în aer, respectiv 1 300 — 1 400°C în atmosferă controlată. Puterea injectată este de 2 kW în aer, respectiv 3 kW în atmosferă controlată, la o tensiune de 150 V cc. Timpul de preîncălzire a formei este de 30 minute (placa-suport nerăcită), respectiv 60 minute (placa-suport răcită).

După un timp de menținere la temperatura de topire a șarjei turnate în formă, se inițiază procesul de solidificare unidirecțională a materialului prin comanda retragerii, cu viteza (continuu selectabilă) în gama 1... 500 mm/h a ansamblului placă de răcire—formă. Astfel, reperul turnat trece, progresiv, din zona caldă (cuptorul de menținere) în zona rece (o incintă cilindrică cu pereți dubli, circulată cu apă, plasată imediat sub cuptorul de menținere, coaxial cu acesta).

Acționarea sistemului placă—formă este o combinație de subansamble șurub-piuliță, cu transmisie prin curea dințată; ea permite atît deplasarea pe verticală (cu vibrații mecanice minime) a formei, cît și poziționarea ei rapidă.

Instalația electrică conține sursele de alimentare, precum și echipamentul de măsură și control.

Sistemul fluidic asigură circulația apei pentru răcirea inductorului, plăcii și inelului de răcire, vidarea instalației și realizarea atmosferei controlate.

Zona caldă (cuptorul de menținere) și zonele reci (inelul și placa de răcire)

Procedeul selectat presupune încălzirea prin radiație a materialului topit, aflat în formă. În acest scop se poate utiliza încălzirea electrică de tip rezistiv (cuptorul cu rezistență) sau încălzirea electrică prin curenți Foucault, induși într-un susceptor din grafit (eventual molibden) ce alcătuiește incinta formei, pe care o încălzește prin radiație.

Instalația XTAL dispune de un încălzitor de tip rezistiv. Acest cuptor electric cu rezistoare este proiectat ca un cuptor cu acțiune periodică (cel puțin o dată la 8 ore), căptușeala sa atingînd o temperatură stabilă. Temperatura de lucru este pînă la 1 500°C. Încălzitorul poate lucra în aer sau atmosferă protectoare (argon).

Au fost efectuate calculele de proiectare pentru două variante constructive : înaltă temperatură (1 500°C), cu element încălzitor din molibden, respectiv temperatura medie (800°C), cu element încălzitor din aliaj special (tip Khantal Cr 23A15,5), în atmosferă oxidantă (aer). Cele două variante diferă constructiv doar prin elementele încălzitoare. Structura cuptorului de menținere este prezentată în figura 3 :

1 — metal turnat (sarjă) ;
2 — forma de turnare ;
3 — suportul încălzitorului ;
4 — încălzitorul ;
5 — izolație de beton refractar ;
6 — izolație beton termoizolant ;
7 — izolație fibră ceramică ;
8 — susceptor din grafit ;
9 — pîsla din grafit (filtz) ;
10 — placa de răcire ;
11 — inelul de răcire ;
12 — flanșa de susținere ;
13 — carcasa (inox).

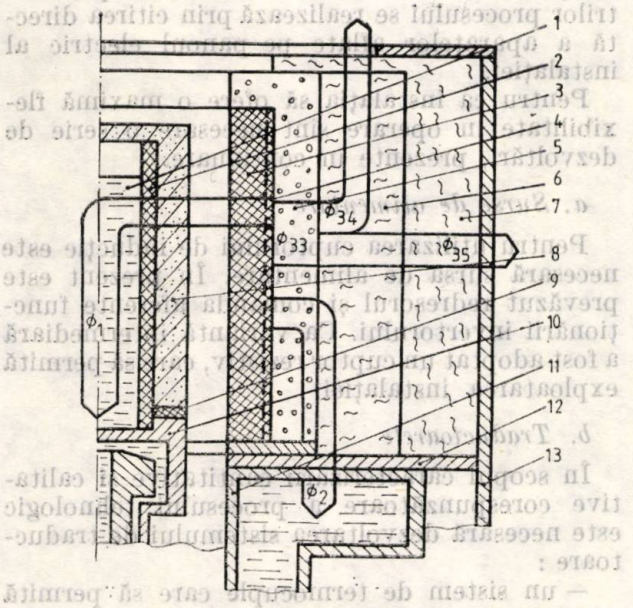


Fig 3

$\Phi_{1,...3}$ — reprezintă fluxuri termice prin : placa de răcire, inelul de răcire și spre exterior.

Proiectarea acestui cuptor rezistiv diferă calitativ de proiectarea clasică a cuptoarelor rezistive prin aceea că trebuie luate în considerație puterile termice transferate plăcii și inelului de răcire, suplimentar față de pierderile prin carcasă și capac, spre exterior.

Alimentarea electrică a cuptorului de menținere este în curent continuu, sursa fiind un redresor semicomandat (CMM 220.2/50, produs de IIS Electrotehnica).

Parametrii electrici ai cuptorului sînt : $P = 3\,000$ W ; $U = 120$ V ; $I_{max} = 25$ A.

Mecanismul de tragere și acționarea sa

Mecanismul de tragere este o combinație de trei transmisii : șurub-piuliță, coloană-culisă și curea de transmisie (fig. 4.) :

1 — placă de răcire ;
2 — bucșă de trecere ;
3 — tija plăcii de răcire ;
4 — șurub ;
5 — coloana ;
6 — piuliță ;
7 — asigurare elastică ;
8 — culisă ;
9 — coloana de consolidare ;
10 — roți dințate ;
11 — traductor de turație ;
12 — motor pentru avans lent ;
13 — reductor ;
14 — curea de transmisie ;
15 — cuplaj electromagnetic ;
16 — roți dințate ;
17 — motor pentru avans rapid ;
18 — caseta/suport pentru motoare.

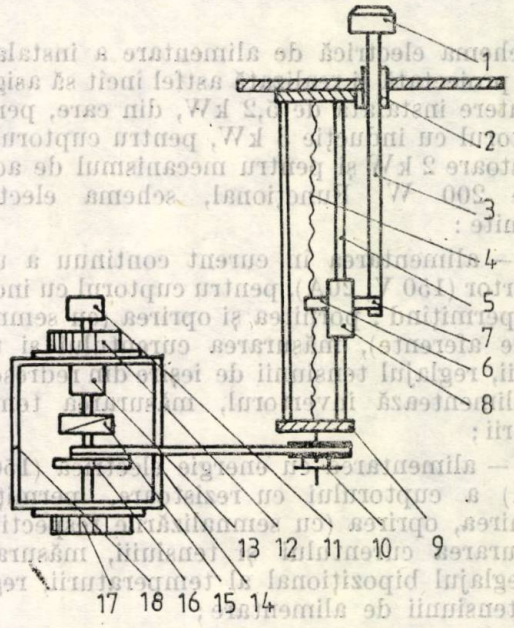


Fig. 4

Placa de răcire *1* este fixată de tija-suport *3*, care are un dublu rol : asigură deplasarea plăcii de răcire și circularea ei cu apa. Tija culisează printr-o bucșă *2* care are rol de ghidare. Motorul pentru avans lent *12* este un motor de curent continuu, cu rotor de tip disc, cu magneți permanenți (SRD 80). El are turația nominală $n_n = 3\,000$ rot/min și turația maximă $n_{max} = 5\,000$ rot/min. Un reductor *13* melc — roată melcată asigură o reducție de 1 : 1 500 a turației date de motor. Sistemul de transmisie prin curea dințată *14* permite fie o reducere, 1 :2, fie o multiplicare 2 :1 a rotaților șurubului *4*, prin selectarea corespunzătoare a perechilor de roți dințate, de transmisie *10, 16.* (Pentru

n_n = 3 000 rot/min, rezultă deci gama 1 . . . 4 rot/min). Şurubul şi piuliţa *6* au pasul h = = 2 mm (pentru 1 . . . 4 rot/min rezultă translaţia cu v = 2 . . . 8 mm/min). Culisa *8* transmite mişcarea de la piuliţă la tijă; prinderile, jocurile şi transmisiile sînt astfel concepute încît să asigure funcţionarea fără blocare, şocuri sau vibraţii ale mecanismului. Motorul de avans rapid *17* este acelaşi tip cu motorul de avans lent. El este cuplat fără reductor la mecanism. Un cuplaj electromagnetic în ghiare *15* asigură decuplarea reductorului în timpul avansului rapid. Traductorul de turaţie *11* generează un semnal de reacţie necesar acţionării motorului de avans lent.

Reglarea turaţiei motorului de avans lent se face cu un chopper cu tranzistoare prin metoda modelării pulsurilor în durată. Reglajul este efectuat în buclă închisă, motorul fiind echipat cu un traductor *11* optoelectronic, de turaţie.

Alimentarea electrică a instalaţiei

Schema electrică de alimentare a instalaţiei este proiectată şi realizată astfel încît să asigure o putere instalată de 5,2 kW, din care, pentru cuptorul cu inducţie 3 kW, pentru cuptorul cu rezistoare 2 kW şi pentru mecanismul de acţionare 200 W. Funcţional, schema electrică permite:

a — alimentarea în curent continuu a unui invertor (150 V, 20A), pentru cuptorul cu inducţie, permiţînd: pornirea şi oprirea (cu semnalizările aferente), măsurarea curentului şi tensiunii, reglajul tensiunii de ieşire din redresorul ce alimentează invertorul, măsurarea temperaturii;

b — alimentarea cu energie electrică (150 V, 50 A) a cuptorului cu rezistoare, permiţînd pornirea, oprirea (cu semnalizările respective), măsurarea curentului şi tensiuiii, măsurarea şi reglajul bipoziţional al temperaturii, reglajul tensiunii de alimentare;

c — acţionarea casetei motoare (2 motoare SRD 80), satisfăcînd: pornirea, oprirea (cu semnalizare) pentru avans lent şi avans rapid, cu interblocări; avans lent sus/jos cu automenţinere şi semnalizare; semnalizarea poziţiei sus/jos a mecanismului, cu limitare de cursă; semnalizarea referinţei — cota de pornire a tragerii (poziţia iniţială a formei); reglajul turaţiei pentru motorul de avans lent, manual sau automat; măsurarea vitezei de rotaţie, numărul de rotaţii efectuate pentru motorul de avans lent;

d — acţionarea electrică a mecanismului de turnare;

e — pornirea şi oprirea generală;

f — protecţii la scurtcircuit.

În varianta actuală funcţionarea instalaţiei se realizează manual, stabilirea semnalelor de referinţă pentru diferitele mărimi din proces şi modificarea lor în timpul unui ciclu de funcţionare se face direct, prin potenţiometre de reglaj, aflate pe panoul dulapului electric.

Dezvoltarea instalaţiei

În prezent instalaţia asigură desfăşurarea ciclurilor de încercări cu unele limitări: topirea şarjei se realizează în cuptorul de menţinere (a fost proiectat şi realizat totuşi un cuptor rezistiv, cu ecrane de radiaţie, care să preia această funcţie).

Instalaţia poate funcţiona în atmosferă oxidantă (aer) sau protectoare (inclusiv previdare).

Comanda instalaţiei se realizează manual, prin stabilirea parametrilor procesului direct de la panou. Realizarea succesiunii operaţiilor (topire, turnare, preîncălzirea formei, iniţierea tragerii, controlul ei) impune intervenţia directă a operatorului. Prelevarea valorilor parametrilor procesului se realizează prin citirea directă a aparatelor aflate pe panoul electric al instalaţiei.

Pentru ca instalaţia să ofere o maximă flexibilitate în operare sînt necesare o serie de dezvoltări, prezente în continuare.

a. Surse de alimentare

Pentru utilizarea cuptorului de inducţie este necesară sursa de alimentare. În prezent este prevăzut redresorul şi comanda aferente funcţionării invertorului. Ca variantă intermediară a fost adoptat un cuptor rezistiv, care să permită exploatarea instalaţiei.

b. Traductoarele

În scopul caracterizării cantitative şi calitative corespunzătoare a procesului tehnologic este necesară dezvoltarea sistemului de traductoare:

— un sistem de termocuple care să permită monitorizarea temperaturii din zona frontului de solidificare;

— traductoare de poziţie care să permită reperarea cu precizie a cotei la care se află forma de turnare;

— traductoare pentru sistemul fluidic (debite, presiune).

c. Sistemul fluidic

O primă etapă de dezvoltare a sistemului fluidic o constituie proiectarea şi realizarea unui sistem de etanşare pentru funcţionarea în vid şi realizarea sistemului de vidare necesar.

d. Sistem de achiziţie date şi control

Pentru ca instalaţia să ofere un grad sporit de precizie în monitoarizarea parametrilor pro-

cesului, în condiţii de reproductibilitate şi diversitate a testelor, este necesară proiectarea unor interfeţe de proces şi realizarea unui sistem de achiziţie date şi control, în jurul unui calculator de proces (ECAROM 881), precum şi elaborarea algoritmilor şi programelor necesare funcţionării sale. În acest mod intervenţia operatorului va fi limitată la descrierea ciclului de încercări prin stabilirea secvenţelor şi valorilor parametrilor de control, precum şi interpretarea rezultatelor. Această etapă este foarte importantă pentru calitatea rezultatelor, la nivel de laborator.

c. Bobina de excitaţie în curent contiuuu

În scopul studierii experimentale a influenţei cîmpului magnetic staţionar asupra convecţiei din topitură este necesară proiectarea şi realizarea unei bobine de excitaţie, în curent continuu, care să asigure un cîmp magnetic uniform în zona topiturii şi a frontului de solidificare — zone în care se dezvoltă convecţia termică.

Rezultate experimentale

Un prim set de experienţe a urmărit studierea solidificării unidirecţionale a aliajului eutectic din sistemul Bi—MnBi (compoziţie 0,06% Mn, [6], puritate 99%, rest Bi, puritate 99%).

Materialul a fost obţinut prin procedeul topirii zonale [6], respectiv Czochralsky [7] şi Bridgman-Stockbarger [8], studiat din punct de vedere al proprietăţilor sale magnetice şi modelat fizic şi matematic [9].

Eutecticul folosit de autori a fost preparat la ICPE, topit şi solidificat în instalaţia XTAL. Punctul de topire este 270°C. Experienţele au fost desfăşurate in atmosferă controlată (argon).

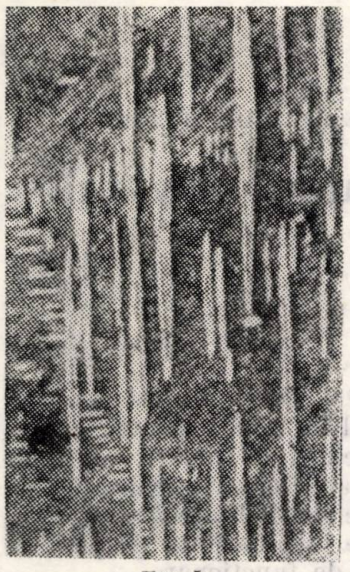


Fig. 5

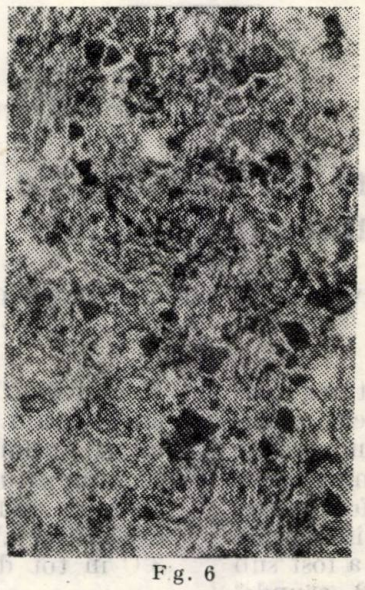


Fig. 6

Fig. 7

Fig. 8

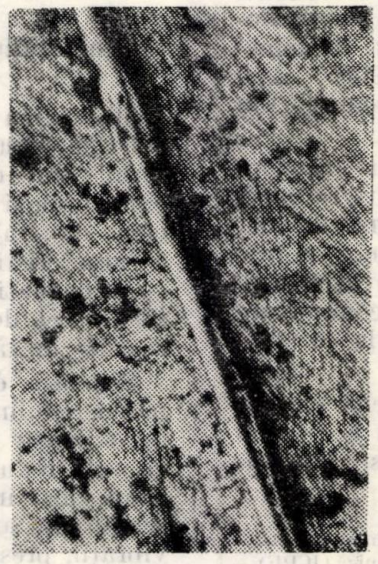


Fig. 9

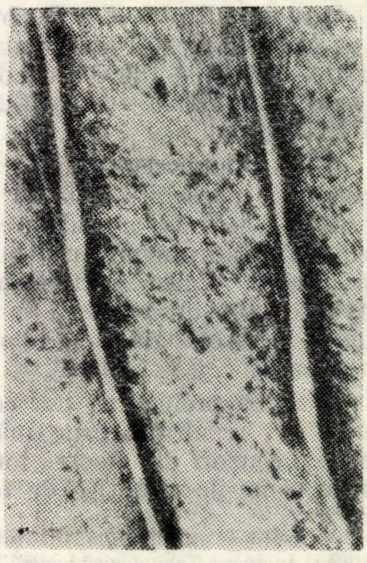


Fig. 10

Au fost topite și solidificate două șarje, la viteze de 2,5 cm/h și 5 cm/h, respectiv 5 cm/h, 7 cm/h și 10 cm/h.

Morfologia rezultată pentru prima probă ($v = 5$ cm/h) evidențiază o structură de tip compozit filamentar (asemănătoare celei obținute de [6]), iar cea pentru a doua probă (asemănătoare celei obținute de [8]) o structură lamelară (figurile 7, 8, 9, 10).

Analiza morfologică a fost executată pe probele șlefuite și atacate chimic pentru evidențierea compusului MnBi, iar analiza optică s-a efectuat la un microscop metalografic Zeiss tip NU2.

Un al doilea grup de experiențe a privit compozitul AlNi (din hipereutectic AlNi, 7% Ni, temperatura de topire 928° K, fibra Al Ni). Pentru viteza de tragere de 6 cm/h a fost obținută o structură de tip compozit, filamentară (fig. 9, fig. 10).

Bibliografie

[1] *Kunz, W., Sahm, P., R.* Gerichtet Erstarte Eutektische Werkstoffe, Springer, Heidelberg, 1974.

[2] *Lund, C. H., Hockin, J.* (1972): „The Superalloys", John Wiley, p. 403.

[3] *Barrow, R. B., Pierceay, M. B., Sink, L.*: US. Patent no. 3, 1971. 572, 419.

[4] *Chandley, C. D.* U.S. Patent no. 3 376, 915, 1968.

[5] *Pierceay, B.* U.S. Patent no. 3 519, 063; no. 3 542, 120.

[6] *Yim, W. H., Stofko, E. J.* J. Appl. Phys. 38, 13 p. 5211—5216, 1967.

[7] *Noothoven von Goor, J. M., Ziljstra, H.* J. Appl. Phys., vol. 39, no. 12 5471—5474, 1968.

[8] *La-Wei, Fu, Wilcox, R. W.*, J. Cryst. Growth, 57, 1972, p. 91—93.

[9] *Naumann, R. J.* J. Cryst. Growth., 58, p. 554—568, 569—584, 1972.

[10] Contract de cercetare științifică nr. 3—2—5/83, I.P.B.

[11] Proiecte de diplomă, I.P.B., 1983—1985.

CZ 537.32:669.7

SENZOR DE TEMPERATURĂ
TERMOREZISTENȚĂ PE BAZĂ DE SILICIU

Senzor de temperatură în construcție miniatură cu viteză mare de răspuns

IOSIF LINGVAY, PETRU CHEBELEU* — BUCUREȘTI

Se prezintă realizarea și experimentarea unui senzor de temperatură pe bază de siliciu monocristalin. Dimensiunile structurii fiind reduse (pastile pătrate din Si de 1×1 și $\neq 0{,}5$ mm) viteza de răspuns a senzorilor obținuți a fost mare. Astfel, pentru structurile încapsulate în capsula standard F 126 — timpul de răspuns a fost sub 1 secundă, iar în TO 220 de pînă la 2 secunde.

Caracteristica $R = f(T)$ obținută a fost monoton crescătoare și aproximativ liniară în domeniul — 60 la +150°C (senzori din P Si — 200 Ω cm) respectiv —60 la +200°C (senzori din P Si 13 Ω cm.).

După supunerea la unele solicitări mecanoclimatice deosebite cum ar fi șocuri termice, presiuni scăzute și ridicate, căldură umedă, vibrații și zdruncinături (conform unor norme și cerințe tipice componentelor utilizate în aviație), senzorii realizați au avut o comportare bună, neînregistrîndu-se abateri de la caracteristica $R = f(T)$ inițială.

În urma prelucrării statice a datelor experimentale rezultate prin măsurarea a cîte 88 bucăți senzori din fiecare lot, au fost determinate ecuațiile analitice de forma: $R = A + BT + CT^2 + DT^3$. A fost realizat un program de calcul în BASIC pentru calculul și optimizarea rețelei de liniarizare rezistive, împreună cu care senzorii realizați asigură un coeficient de sensibilitate $k = R_0/R_{100}$ de 1,75 și abateri de la liniaritate de pînă la 3°C în tot domeniul de funcționare.

* Cercetători științifici la Institutul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Electrotehnică (ICPE) — București.

Generalități

Măsurarea și reglarea temperaturilor în plaja —60 la +200°C se realizează de obicei fie cu termistoare care au o caracteristică $R = f(T)$ exponențială și care prezintă un puternic efect de „îmbătrînire", respectiv de schimbare a caracteristicii în timp, fie cu termorezistențe cu fir de platină care au dezavantajul unui gabarit și preț de cost ridicate, respectiv o viteză scăzută de răspuns.

Senzorii de temperatură pe bază de siliciu monocristalin au o caracteristică $R = f(T)$ aproximativ liniară în domeniul de lucru [1], gabarit redus [2, 3] și o bună stabilitate în timp, chiar în condiții de lucru și solicitări deosebite cum ar fi șocuri termice, căldură umedă, vibrații, presiuni etc., [4]. În vederea asigurării interschimbabilității și a ridicării preciziei prin

reducerea abaterilor de la liniaritate a caracteristicii $R = f(T)$ [5], precum și compensarea dispersiei tehnologice a rezistențelor nominale a senzorilor de temperatură pe bază de siliciu [6] se impune liniarizarea — egalizarea caracteristicii prin aplicarea unei rețele de liniarizare rezistive [7], rețea ce se calculează și se optimizează în baza ecuației analitice [8] determinate prin prelucrarea statistică a datelor experimentale $R = f(T)$.

1. Baze teoretice

Rezistența electrică a unei bucăți de siliciu monocristalin cu lungimea L și aria secțiunii A este dată de relația (1):

$$R = \rho \cdot \frac{L}{A}, \tag{1}$$

unde expresia rezistivității (ρ), cînd se iau în considerație ambele tipuri de purtători de sarcină este (2):

$$\rho = \frac{1}{q(\mu_n \cdot n + \mu_p \cdot p)}, \tag{2}$$

în care:

q este sarcina elementară;

μ_n — mobilitatea electronilor;

n — concentrația electronilor din banda de conducție;

μ_p — mobilitatea golurilor;

p — concentrația golurilor din banda de conducție.

Ținînd seama de coeficientul mic de dilatare liniară a siliciului ($2{,}5 \times 10^{-6}$/°C) [9], rezultă că efectul lui L și A asupra variației rezistenței cu temperatura este neglijabilă. În condiții de echilibru termic, în domeniul cuprins între 200 și 500°K mobilitatea purtătorilor scade cu temperatura [9], constatîndu-se experimental o variație de forma (3):

$$\mu \sim T^{-2{,}5}. \tag{3}$$

Avînd în vedere și variația exponențială a concentrației de purtători cu temperatura, rezultă pentru efectul global al temperaturii asupra rezistenței, o expresie complexă, expresie care într-un domeniu mai larg sau mai redus de temperaturi, în funcție de nivelul de dopare al siliciului, este monoton crescătoare.

Expresia analitică a lui $R = f(T)$ se obține prelucrînd statistic rezultatele experimentale prin metoda celor mai mici pătrate [10] și analiza calității, respectiv validarea modelului ales, în baza unor criterii de adecvanță [11].

2. Partea experimentală

Au fost realizate termorezistențe din plachete de siliciu monocristalin cu orientarea cristalografică (111) de tip P cu rezistivitățile de 13 și 200 Ω cm, corespunzătoare concentrațiilor de bază de $1{,}2 \times 10^{15}$ cm^{-3}, respectiv de 7×10^{13} cm^{-3}, cu grosimi de $+500 \pm 5$ μm. În vederea unei contactări ohmice de bună calitate, plachetele au fost supuse unui flux de difuzie, avînd ca scop o plusare cu bor (din sursă pensulată-centrifugată de B_2O_3, la 1 255°C, timp de 1,5 ore, în tub deschis, în atmosferă de aer uscat), obținîndu-se structuri de tipul p^+pp^+ [12]. În urma curățirii suprafețelor plachetelor difuzate pe cale electrochimică [13], acestea au fost nichelate prin reducerea chimică a nichelului [14; 15]. Plachetele astfel metalizate au fost tăiate în structuri de 1×1 mm cu disc diamantat. Structurile obținute au fost decapate în soluție acidă specifică proceselor de montaj diode redresoare [6, 3, 4] și încapsulate în capsula standard F 126, respectiv TO 220.

Caracterizarea $R = f(T)$ a componentelor astfel obținute s-a făcut pe cîte 88 bucăți din fiecare lot în camera climatică pentru —60 la +20°C și în ultratermostatul cu baie de ulei tip MLT-RDG, pentru +20 la +200°C. Rezistențele au fost determinate prin măsurarea căderilor de tensiune cu un mV electronic tip E0303 la injecție de curent constant de 1 mA.

După măsurătorile inițiale $R = f(T)$, în vederea studierii reproductibilității componentelor obținute, respectiv a fiabilităților, piesele au fost supuse la o serie de probe și solicitări cum ar fi:

a — șocuri termice, aplicînd 500 de șocuri (în rate de cîte 50) între —60 și 200°C, într-o termocameră de tip VMT 08/140, conform normelor de aviație 6A 40. După fiecare rată de 50 de cicluri s-a refăcut caracteristica $R = f(T)$;

b — presiuni scăzute și ridicate — piesele au fost supuse succesiv (10 cicluri) la presiunile de 17 mbari și 10 bari conform NA 36013, într-o cloșă (barocameră) de producție R. P. China;

c — căldură umedă — piesele au fost solicitate conform NA 36010 metoda 4, respectiv la umiditatea de 95% la 50°C într-o termobarocameră de tip VKH 07/1 000;

d — vibrații — piesele au fost încercate conform NA 36014 cu $a = 10$ g între 5 și 200 Hz pe un vibrator tip VP 85 + TW 1 500.

După fiecare din probele (b—d) a fost ridicată din nou caracteristica $R = f(T)$ pentru cîte 5 termorezistențe din cele două loturi.

Timpul de răspuns s-a determinat la un salt de temperatură de 100°C (0°C apa cu gheață și 100°C apă în fierbere la 760 torri) și înregis-

trarea evoluției rezistenței (la un curent de măsură de 0,5 mA) pe un osciloscop cu memorie tip TEKTRONIX 5110.

3. Rezultate și discuții

Media aritmetică a măsurătorilor $R = f(T)$ pe cîte 88 bucăți termorezistențe pentru senzorii PSi — 13 Ωcm sînt prezentate în figura 1, iar pentru cei din P Si — 200 Ωcm în figura 2. Se observă că senzorii obținuți prezintă o caracteristică $R = f(T)$ aproximativ liniară și monoton crescătoare pentru domeniul de temperaturi cuprinse între —60 și +200°C primul lot și —60 și + 150°C pentru lotul 2.

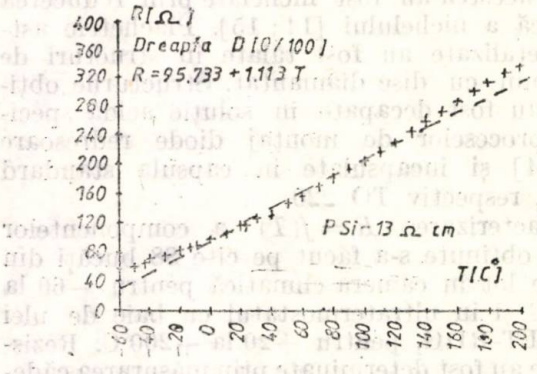


Fig. 1. Caracteristica $R = f(T)$ a senzorilor din PSi de 13 Ω cm.

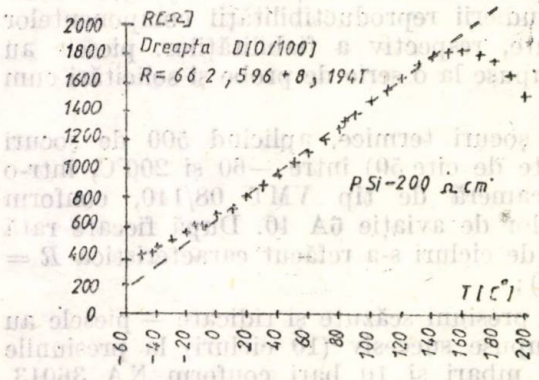


Fig. 2. Caracteristica $R = f(T)$ a senzorilor din PSi de 200 cm.

Caracteristica $R = f(T)$ a componentelor după expunerea la solicitările mecano-climatice din punctul 2(a—d) a coincis cu cea inițială în limita erorilor totale de măsură (maxim 0,8%), ceea ce demonstrează o bună comportare la solicitări mecano- climatice și fiabilitate ridicată a senzorilor de temperatură pe bază de siliciu monocristalin obținuți prin tehnologia adoptată.

Rezultatele măsurătorilor de viteză de răspuns sînt prezentate în figura 3 atît pentru senzorii în capsula F 126, cît și cele în TO 220.

În ambele cazuri masa termică a capsulei fiind mult mai mare decît a structurii propriu-

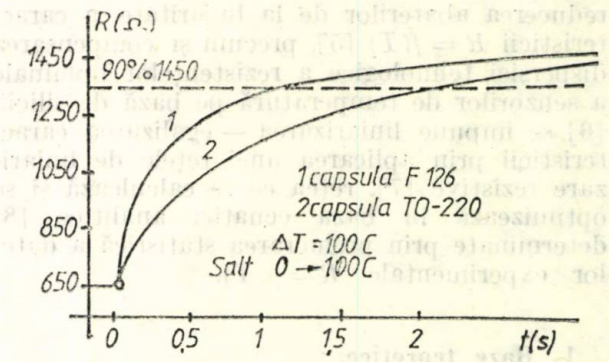


Fig. 3. Caracteristica de răspuns în timp a senzorilor la un salt de temperatură de la 0° la 100°C.

zise (Si de 1 × 1 × 0,5 mm), este de așteptat ca la o montură cu masă termică mai mică timpii de răspuns obținuți să fie mai mici.

Prin prelucrarea statistică a datelor experimentale $R = f(T)$, [8; 10; 11] au fost determinate ecuațiile analitice ale variației rezistențelor medii pentru cele 88 bucăți termorezistențe experimentate din fiecare lot, obținîndu-se:

$$R_{(T)} = 96{,}044 + 0{,}875T + 0{,}003T^2 - 6 \times \times 10^{-6}T^3, \quad (4)$$

pentru termorezistențele din PSi de 13 Ωcm și:

$$R_{(T)} = 673{,}776 + 6{,}571T + 0{,}023T^2 - 9 \times \times 10^{-5}T^3, \quad (5)$$

pentru termorezistențele din PSi de 200 Ωcm.

Dispersia tehnologică a valorilor termorezistențelor din PSi de 13 Ωcm (pe 88 buc) este prezentată în figura 4, iar pentru cei din PSi de 200 Ωcm, în figura 5.

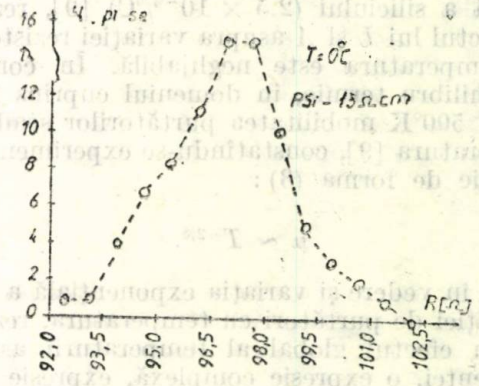


Fig. 4. Dispersia tehnologică a valorilor rezistențelor la 0°C pe senzorii din PSi 13 Ω cm.

Ținînd seama de abaterile de la liniaritate ale caracteristicilor $R = f(T)$ (fig. 1 și 2) exprimate prin relațiile (4) și (5), precum și de dispersiile tehnologice prezentate în figurile 4 și 5, se observă că la o sortare inițială în ± 1%,

precizia maximă (abaterile de la liniaritate + + dispersia) ce se poate asigura pe tot domeniul de funcționare (−60 ÷ +200 respectiv +150°C) este de circa ±10°C. Pe de altă parte se pune și problema interschimbabilității sen-

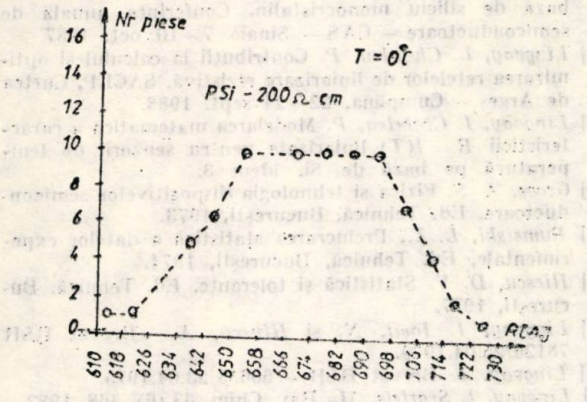


Fig. 5. Dispersia tehnologică a valorilor rezistențelor la 0° C pe senzorii din PSi de 200 Ω cm.

zorilor anumitor aplicații. În asemenea condiții se recurge la liniarizarea caracteristicii $R = f(T)$ și „egalizarea" tuturor exemplarelor de termorezistență, asigurînd astfel interschimbabilitatea lor și o caracteristică $R = f(T)$ cu liniaritate îmbunătățită. Liniarizarea-egalizarea se realizează cu o rețea rezistivă ca în figura 6, condiții în care rezistența echivalentă $R_{E(T)}$ pentru o ecuație analitică $R_{(T)}$ dată, va fi (6):

$$R_{E(T)} = \frac{R_{(T)} \times R_p}{R_{(T)} + R_p} + R_S. \qquad (6)$$

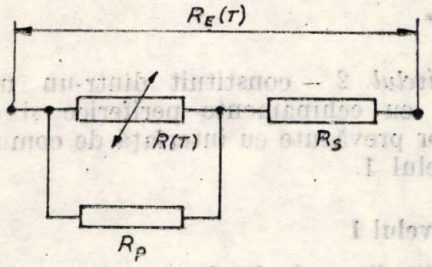


Fig. 6. Rețeaua de liniarizare a caracteristicii $R = f(T)$; $R_{(T)}$ — termorezistență; R_S — rezistență-serie; R_p — rezistență-paralel.

Pentru asigurarea interschimbabilității trebuie ca toate exemplarele liniarizate să aibă aceeași rezistență inițială la 0°C (R_0) și să aibă același coeficient de sensibilitate $k = R_{100}/R_0$. În asemenea condiți pentru fiecare exemplar de termorezistență se determină R_0 și R_{100} prin măsurarea rezistenței la 0 și 100°C, după care printr-un program de calcul se determină R_p și R_s pentru R_0 și k impuse inițial. Astfel pentru un $k = 1{,}75$ și $R_0 = 80\ \Omega$, pentru un senzor de valoare medie din PSi de 13 Ωcm se obține $R_p = 527{,}6\ \Omega$ și $R_s = 8{,}7\ \Omega$. În asemenea condiții (fig. 7) abaterea de la liniaritate maximă este de ± 0,53% în domeniul − 10 și +140°C, respectiv de ± 4% în domeniul −50 și +200°C. În mod similar pentru senzorii din PSi de 200 Ω cm, la $k = 1{,}75$ și $R_0 = 650\ \Omega$ se obține $R_p = 3\,800\ \Omega$; $R_s = 77{,}7\ \Omega$ respectiv ±0,75% abatere în domeniul −20 +120°C și ±4% în domeniul −40 +150°C.

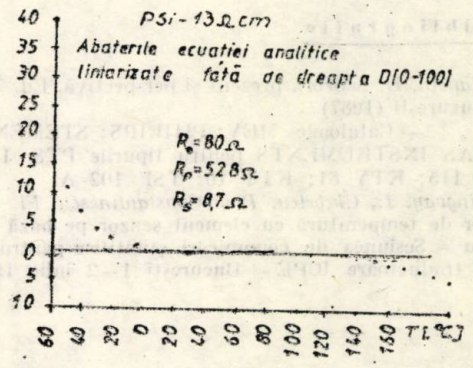


Fig. 7. Abaterile de la liniaritate ale caracteristicii $R = f(T)$ liniarizate în condițiile specificate.

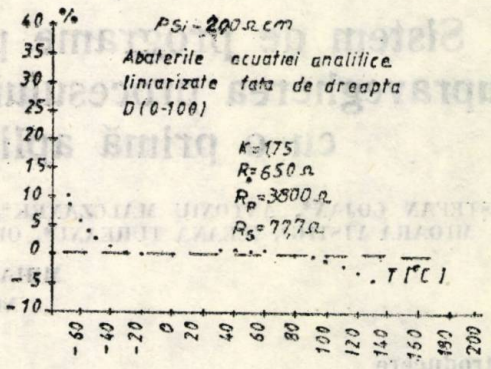


Fig. 8. Abaterile de la liniaritate ale caracteristicii $R = f(T)$ liniarizate în condițiile specificate.

Desigur, la valori diverse ale lui k și R_0 impuse se obțin alte valori pentru R_s și R_p, respectiv abateri de la liniaritate mai mici sau mai mari în funcție de domeniul de temperaturi dat.

4. Concluzii

Au fost realizate și experimentate mai multe loturi de termorezistențe de siliciu în capsule standard F 126 și TO 220. Din măsurătorile $R = f(T)$ rezultă că senzorii de temperatură realizați au o caracteristică aproximativ liniară și monoton crescătoare în domeniul de lucru.

Termorezistențele realizate au o comportare și stabilitate bună în condițiile unor solicitări mecano-climatice deosebite, specifice componentelor utilizate în aviație.

Pentru a asigura interschimbabilitatea senzorilor pe diverse echipamente și pentru a obține o abatere de la liniaritate cît mai mică se impune aplicarea unei rețele de liniarizare rezistive pe fiecare termorezistență, rețea de liniarizare care se optimizează și se calculează pentru fiecare aplicație, respectiv domeniul de temperatură printr-un program de calcul în BASIC realizat de autori.

Bibliografie

[1] *Stanciu, D.* Senzori, prezent și perspectivă, Ed. Tehnică, București (1987).

[2] * * * — Cataloage MEV; PHILIPS; STEMENS; TEXAS INSTRUMENTS pentru tipurile PTS 111; 112 și 115; KTY 81; KTY 10; TSF 102 A.

[3] *Lingvay, I., Chebeleu, P.* și *Constantinescu, Fl.* Traductor de temperatură cu element senzor pe bază de siliciu — Sesiunea de comunicări științifice pentru senzori și traductoare ICPE — București 1—2 iulie 1988.

[4] *Lingvay, I. Udrea, M. Spenea* și *Lakatos, E.* Senzor de temperatură. Sesiunea anuală de comunicări științifice pentru componente electronice pasive — SACEP — Curtea de Argeș—Cumpăna 23—25 sep 1987.

[5] *Lingvay, I. Vlad I.* Termometru digital, cu senzor pe bază de siliciu, idem 3.

[6] *Lingvay, I. Lakatos, E.* Traductor de temperatură pe bază de siliciu monocristalin. Conferința anuală de semiconductoare — CAS — Sinaia 7—10 oct. 1987.

[7] *Lingvay, L. Chebeleu, P.* Contribuții la calculul și optimizarea rețelelor de liniarizare rezistivă, SACEP, Curtea de Argeș — Cumpăna, 22—24 sept. 1988.

[8] *Lingvay, I. Chebeleu, P.* Modelarea matematică a caracteristicii $R = f(T)$ liniarizate pentru senzorii de temperatură pe bază de Si, idem 3.

[9] *Grove, A. S.* Fizica și tehnologia dispozitivelor semiconductoare, Ed. Tehnică, București, 1973.

[10] *Rumsiski, L. Z.*, Prelucrarea statistică a datelor experimentale, Ed. Tehnică, București, 1974.

[11] *Iliescu, D. V.* Statistică și toleranțe, Ed. Tehnică, București, 1977.

[12] *Lingvay, I. Iosif, N.* și *Hluscu, A.* — Brevet RSR 78126/25.04.1979.

[13] *Lingvay, I.* Brevet RSR — 66653/23.04.1975.

[14] *Lingvay, I. Scarlete, M.*, Rev. Chim. **33** (6), 568, 1982.

CZ 681.3.041

CALCULATOR DE PROCES

Sistem de programe pe două nivele ierarhice, pentru supravegherea procesului tehnologic, în cadrul SDC—2050 cu o primă aplicație la ICIN — București

ȘTEFAN COJAN*, ANTONIU MALCZANEK*, ELIZA MIHĂILESCU*, ELENA BIZIM*, IOANA SCRIDON*, MIOARA VISTIG*, ILEANA TUREANU*, OLGA SÎRBU*, GEORGETA IONIȚĂ*, MIHAELA ANGELESCU*, MIHAI ALGIU*, ANA VEGH*, NICOLAE VLADIMIR**

Introducere

Sistemele de calcul distribuite pe nivele ierarhice care comunică și prelucrează informații prin cooperare, reprezintă o activitate complexă, în plină desfășurare în IPA.

Caracteristica principală a sistemelor distribuite constă în:

— configurare flexibilă;

— dezvoltare modulară;

— acces rapid la date în scopul luării deciziilor;

— creșterea fiabilității prin fiabilitatea intrinsecă a echipamentelor.

Conducerea proceselor industriale de complexitate mare se realizează cu sisteme distribuite, organizate pe două nivele ierarhice:

— *nivelul 1* — format din echipamente specializate de achiziție a datelor care dispun de interfața de comunicație cu nivelul 2;

— *nivelul 2* — constituit dintr-un minicalculator cu echipamente periferice și consola operator prevăzute cu interfață de comunicație cu nivelul 1.

1. Nivelul 1

1.1. Configurația hardware

Nivelul 1 este format din echipamente de tip Cuplor Inteligent de Proces (CIP) prevăzute cu dispozitive de afișare DAF 2020 care realizează funcțiile de achiziție și prelucrare a datelor din proces. Capacitatea fiecărui echipament de tip CIP este dictată de numărul parametrilor analogici și numerici din aplicația respectivă.

La aceste echipamente se pot conecta semnale de intrare analogică: 1—5V, 4—20 mA. Modulul CAN convertește aceste semnale în gama bipolară ±5, 12V, furnizînd o valoare în domeniul ±2 048 unități CAN.

Echipamentele de tip CIP posedă o bază de date proprie, formată din una sau două „ferestre" la care are acces minicalculatorul și con-

* Institutul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Automatizări — București.

** Întreprinderea de Cinescoape — București.

sola operator prin intermediul magistralei seriale de date.

Configurarea bazei de date din „fereastră" se realizează de echipamentele de la nivelul 2 sau local.

1.2. Funcțiile realizate de echipamentele de achiziție a datelor sînt:

a. Explorare variabile analogice de proces în clase de explorare configurabile în funcție de specificul procesului tehnologic condus și sesizarea eventualelor erori în funcționarea CAN. Erorile de funcționare CAN sînt înregistrate în vederea alarmării nivelului 2.

b. Prelucrare variabile analogice de proces ce permite: conversii (din domeniul CAN în domeniul procentual 0—32752), liniarizări, teste la limite (de traductor, tehnologice, de gradient).

c. Alarmele sesizate în urma execuției testelor menționate sînt înregistrate în vederea transmiterii la nivelul 2.

d. Explorare variabile numerice în clase de explorare configurabile și filtrare software a variabilelor citite prin metoda „2 din 3".

e. Interfața cu operatorul uman, ce realizează prin dialog următoarele funcții:

— afișare ciclică a imaginii de ansamblu a parametrilor, a imaginii de grup tehnologic;

— afișarea parametrului analogic;

— modificarea unui parametru din baza de date referitoare la variabilele analogice se referă la: coeficient de scanare, coeficient de filtrare, limite aparat de măsură, limite tehnologice, indicator de liniarizare;

— informarea sistemului de programe de prezența/lipsa minicalculatorului din configurația sistemului.

f. Autotestul de bună funcționare a echipamentului care cuprinde:

— testarea microprocesorului pe baza setului de instrucțiuni 8080;

— testarea memoriilor EPROM și RAM;

— testarea de tip „watch-dog".

Funcțiile prezentate sînt realizate printr-un sistem de taskuri aplicative concurente, executate sub controlul monitorului de timp real.

2. Nivelul 2

2.1. Configurația hardware

Nivelul 2 e format din:

— minicalculator prevăzut cu echipamente periferice;

— consola operator.

2.2. Funcțiile realizate de minicalculatorul de la nivelul 2 sînt:

● Configurare-bază de date realizată „off-line" interactiv printr-un dialog cu operatorul.

● *Inițializarea funcționării în timp real* a tabelelor de date comune rezidente în memoria internă și a fișierelor de producții și consumuri și activarea taskurilor.

● *Scrutare alarme și modificări* ce realizează citirea periodică a alarmelor tehnologice și de traductor și citirea modificărilor efectuate de consola-operator în baza de date CIP.

● *Gestiune alarme din proces* ce constă în preluarea și pregătirea alarmelor pentru editarea lor ulterioară.

● *Scrutare variabile analogice* ce permite citirea periodică a variabilelor analogice la care se cere istoricul evoluției variabilei și citirea la cererea operatorului a valorii instantanee.

● *Scrutare variabile numerice* ce realizează: citirea periodică a stării variabilelor numerice cu semnalizarea eventualei alarme și citirea unei valori instantanee la cererea operatorului.

● *Editare*

Această funcție permite:

— editarea periodică (8 ore, 24 ore, 1 lună, 1 an) privind:

— istoric valori instantanee pentru variabile analogice;

— istoric alarme;

— istoric modificări operator;

— consum energetic (schimb, zi, lună, an);

— integrări debite (schimb, zi, lună, an);

— stagnări funcționare utilaje (schimb, zi, lună, an);

— catalog rapoarte de format fix.

— editarea alarmelor corespunzător apariției lor.

● *Afișare*

Pe display sînt afișate următoarele situații de alarmare:

— alarmare la nivel de întreprindere, secții și grupe;

— variabile alarmate.

La cererea operatorului pot fi afișate pe display următoarele informații:

— valorile unei variabile de proces;

— consumuri energetice;

— detalii referitoare la o variabilă de orice tip.

● *Testare stare echipamente*

● *Dezvoltare „off-line" de programe*

● *Încărcare în timp*

Alocarea timpului unității centrale se face pe baza priorității programelor conform algoritmului „time slice" selectat în cadrul procedurii de generare. În acest fel se asigură un timp de răspuns echilibrat între mai multe taskuri concurente de priorități egale.

● *Siguranța în funcționare și funcționare degradată*

Sistemul de supraveghere a proceselor tehnologice este un sistem complex. Pentru a mări fiabilitatea sistemului, s-au luat o serie de măsuri de creștere a siguranței în funcționare din care amintim:

a. Confirmarea unui transfer de date pe magistrală prin utilizarea cuvintelor „ecou";

b. Detectarea erorilor apărute la transmisia pe magistrală;

c. Posibilităţi de funcţionare în stare degradată:

— în cazul defectării echipamentelor de achiziţie a datelor de tip CIP, funcţionarea sistemului nu este alterată deoarece CIP-ul utilizează pentru baza de date memoria RAM, CMOS cu durata de menţinere a informaţiilor în lipsa tensiunii de alimentare de cca. 2 luni;

— în cazul defectării minicalculatorului, funcţionalitatea sistemului se păstrează prin preluarea funcţiilor realizate de nivelul 2 de către nivelul 1.

La revenirea minicalculatorului în sistem există facilitatea ca informaţiile de bază să fie reactualizate prin dialog operator;

— în cazul defectării magistralei principale intră în funcţiune magistrala de rezervă, funcţionalitatea sistemului neavind de suferit;

— în cazul defectării unei imprimante pentru editări periodice şi la cerere, funcţionalitatea sistemului se păstrează, unele protocoale se păstrează pe disc, urmînd a fi tipărite ulterior, după repararea imprimantei, iar altele se pierd.

În situaţia defectării imprimantei pentru editări continue alarme, se comută editarea alarmelor pe o altă imprimantă.

— în cazul defectării unei unităţi de discuri, se realizează comutarea unităţii de rezervă în locul celei defecte;

— în cazul deteriorării informaţiilor de pe pila de disc se realizează regenerarea sistemului de pe unitatea de bandă;

— în cazul defectării unui display se realizează prelucrarea funcţiilor display-ului defect de către unul din celelalte dispozitive de afişare prevăzute în configuraţie.

3. Prezentarea aplicaţiei de la Intreprinderea de Cinescoape (ICIN) Bucureşti

O aplicaţie a unui astfel de sistem de conducere a proceselor tehnologice, discontinue şi continue, o constituie aplicaţia de mare complexitate de la ICIN.

La ICIN conducerea procesului tehnologic în ansamblu, cuprinde în principal trei secţii:

— Secţia sticlărie, în care se fabrică baloanele de sticlă;

— Secţia asamblare, în care se realizează asamblarea şi fabricarea propriu-zisă a tuburilor cinescop;

— Secţia fluide tehnologice, în care se urmăreşte evoluţia unor fluide şi agenţi tehnologici necesari procesului tehnologic.

Sistemul utilizat la ICIN este conceput modular avînd următoarea arhitectură:

— echipamente de tip Cuplor Inteligent de Proces (SCC 200, ECAROM 881), prevăzute cu dispozitive de afişare *DAF 2020*;

— consola-operator *SCO*;

— director de trafic;

— unităţi de reglare de tip URB, μARGUS şi RM16;

— sistem de calcul I102 F (memorie internă de 2 M octeţi), care asigură funcţionarea atît în regim „non proces", cît şi în regim de proces dispunînd, în acest scop, de următoarele echipamente periferice:

— două unităţi-discuri de masă pentru stocarea software-ului de bază, aplicativ, a bazei de date şi a informaţiilor referitoare la diversele mărimi din proces;

— o unitate de bandă magnetică pentru posibilitatea regenerării sistemului, ca şi pentru arhivarea datelor culese în timp din procesul de producţie;

— un dispozitiv de afişare care asigură funcţia de consolă-sistem;

— imprimante rapide din care una e utilizată la editarea continuă a alarmelor şi modificărilor în baza de date şi cealaltă la editările periodice sau la cerere a rapoartelor;

— dispozitive de afişare din care unul este afectat numai afişărilor şi dialogului cu calculatorul în caz de alarmă-proces sau avarie echipamente, iar celălalt este destinat afişării la cerere a stării oricărui parametru, a producţiei sau consumului de energie.

4. Concluzii

Sistemul de supraveghere prezentat, faţă de alte sisteme de conducere a proceselor tehnologice, aduce o serie de noutăţi privind:

— modularitatea şi flexibilitatea prin utilizarea unei baze de date distribuită şi a unui sistem de programe standardizat;

— creşterea toleranţei la defectare şi implicit menţinerea capacităţii sistemului de a îndeplini satisfăcător un număr de funcţii un timp cît mai îndelungat;

— existenţa unor funcţii tehnico-economice privind: ore de funcţionare, producţii, consumuri energetice etc., cu posibilităţi de arhivare;

— asigurarea unui dialog prietenos şi robust cu operatorul, permiţînd o urmărire facilă, sigură şi sugestivă a procesului;

— fiabilitate mult crescută, deoarece circuitele larg integrate utilizate în realizarea acestui sistem reduc în ansamblu numărul de componente folosite;

— utilizarea videoformatelor cu facilităţi de afişare inversă, clipping, ceea ce conferă o urmărire sugestivă a procesului tehnologic;

— posibilitatea extinderii fără a interveni în instalaţia deja în funcţiune, ceea ce creşte eficienţa economică a acestui sistem;

— aplicabilitatea sistemului în supravegherea centralizată şi operativă a proceselor tehnologice

din industria constructoare de mașini, chimică, cimentului etc., atit pentru procese continue, cit și discrete.

Sistemul distribuit prezentat este realizat și este comparabil din punct de vedere funcțional și al performanțelor tehnico-economice cu sistemul *TDC*-2000, produs al firmei Honeywell—Bull, fiind realizate majoritatea funcțiilor acestui din urmă sistem, precum și unele funcții suplimentare.

[Pentru aplicația de la ICIN volumul de memorie internă ocupat de sistemul de programe este :

— nivelul 1 (14 taskuri) :

32 kocteți memorie EPROM pentru un CIP;

. 20 kocteți memorie RAM pentru un CIP;

— nivelul 2 (12 taskuri);

. 600 kocteți

. Sistemul în configurația prezentată mai sus este în curs de implementare la ICIN București; finalizarea integrării sistemului s-a realizat în cursul anului 1988, în mod eșalonat corespunzător fluxului de fabricație. Astfel au fost implementate în proces echipamentele aferente secției sticlărie și în prezent sînt în curs lucrările pentru secțiile de fluide tehnologice și, respectiv, de asamblare.

CRONICĂ

Electronica de consum din R.D.G. la Tîrgul de Toamnă de la Leipzig 1988

Electronica de consum din R.D.G., prezentă prin tradiție la Tîrgul de la Leipzig, a expus o gamă largă de radioreceptoare, televizoare, magnetofoane, pick-upuri, radiocasetofoane, amplificatoare etc.

Cele peste 140 de produse expuse, purtînd marca R.F.T., care au fost distinse pînă în prezent cu 30 de medalii de aur și diplome „Design plăcut" atestă nivelul înalt al performanțelor pe care le ating. Concepția modernă a circuitelor, tehnologiile de fabricație avansate aplicate, ca și prezentarea atractivă suscită interesul marelui public și al specialiștilor.

Standurile electronicii de consum din expoziția R.F.T. au cuprins, printre altele, 21 de produse noi sau modernizate.

În cele ce urmează se vor prezenta unele din produsele noi sau modernizate.

Televizorul color RC 9 100/RC 9 140

Este un aparat portabil cu tub cinescopic in-line de 42 cm, în carcasă asimetrică, cu sistem digital de acordare și afișaj, telecomandă cu infraroșii, tuner pentru televiziune cablată, dulie europeană cu 21 poli, prevăzută pentru videotext (echipament separat ca modul).

Caracteristici tehnice

. Alimentare :
tensiune zonală de 110V — 10% 220V

. Frecvență nominală :
50 Hz + 20%, —10%

. Putere absorbită :
65 W (reglaj normal)

. Sistem de culori :
SECAM, PAL

. Dimensiuni :
485 mm × 375 mm × 400 mm

. Greutate :
14,5 kg

. Nivel de intrare maxim utilizabil :
76 dB — pW

. Impedanță de intrare :
75 ohmi (integrare într-o singură dulie pentru toate gamele de frecvență)

. Banda de sincronizare :
orizontal : ±4%
vertical : ±4%

Sensibilitate (la limită de zgomot) :
VHF 21 dB
UHF 25 dB

Reproducerea sunetului

. Frecvența electrică :
40 Hz la 15 000 Hz

. Puterea de ieșire max. :
4,00 W cu k = 5%

. Telecomandă cu infraroșii :
emitor RCS infraroșu cu VTS 71

. Racorduri posibile :
înregistrare magnetofon; căști; videorecorder; (prin dulia HF);
calculator personal; jocuri video; cameră TV; videoplayer; videorecorder; magnetofon (prin dulia europeană cu 21 poli). Racorduri și nivel conform normelor CNF și IEC.

Acordarea și afișarea digitală, detectarea posturilor :

. Selecția directă a canalelor :
sistem VTS-71, conform procedeelor de sinteză a frecvenței.

— Pozițiile memoriei de program :
29 din 99 selectabile cu ajutorul sistemului VTS—71.

— Recepționare prin satelit :
cu ajutorul accesoriilor conectabile la Eurojack

— Îmbunătățirea imaginii :
cu ajutorul CTI (îmbunătățirea tranzitorie a culorii)
— Antenă :
telescopică pentru VHF și UHF
— Funcționare :
prin taste pentru operațiunile de bază
— Deconectarea :
automată.

Televizorul color Signum 67—520/5202

Televizorul color cu tubul cinescopic în serie de 67 cm într-o carcasă atractivă, stereo și cu telecomandă cu infraroșii.

Redarea sonoră de înaltă valoare calitativă cu ajutorul a 4 difuzoare montate în ambele părți ale tubului cinescopic.

Caracteristici :

— Sursa de curent :
220 V + 10%, 20%, 50 Hz
— Consumul de putere :
Sign. 67—5201 81 W
Sign. 67—5202 83 W
— Tubul cinescopic :
67 cm în serie, 110°
— Sistem, standard :
PAL/SECAM/CCIR/VTX — Sign. 67—5202
— Recepția :
CATV : VHF 47—300 MHz
UHF 470—860 MHz
— Selectarea canalelor :
automată, selectarea programelor de la 1—29, continuu
— IF :
frecvență — imagine 38,9 MHz, pentru sunet 33,4 MHz, DF 5,5 MHz
— Sisteme automate :
pornire, orizontalizare, stabilizarea imaginii, AGC, AFC, limitarea fasciculului electronic, sistemul de schimbare, demagnetizarea, sistemul de blocare automată a semnalului, CTI
— Frecvența de referință :
4,433169 MHz
— Telecomanda :
sistem cu IR
— Gama de transmisie :
> 6 m
— Funcțiunile telecomenzii :
selectarea directă a programelor din cele 29 de canale, selectarea programelor de la 1—29 continuu, selectarea directă de canal, sistem de căutare automată a canalului, luminozitate, culoare, contrast și volum (în fiecare caz +/—), pornit/închis (de veghe), stop-sunet, valoare medie pentru imagine și sunet normal, sintonizarea de finețe pe frecvența AV (+/—), memorizarea canalelor TV și sintonizarea fină a frecvenței corespunzătoare pentru aceasta și modul AV pe pozițiile de memorie 1—29, înmagazinînd valoarea medie a funcțiilor analogice reglate individual, verificarea pozițiilor de memorie programate, verificarea valorii medii memorizate individual a funcțiunilor analogice.

Funcțiile telecomenzii (numai la Signum 67—5202)

— Schimbare :
funcționare VTX/funcționare TV (1 buton pentru fiecare), timp pentru intrare progresivă pe operațiunea TV.
— Funcționare VTX :
selectarea paginii cu butoanele 0—9, selectare de pagină S 100, selectare de pagină (jos), selectare de pagină (stop), schimbare pe înălțimea dublă, schimbarea pe înălțime normală, schimbare pe imagine TV, buton standard (VTX), buton de mixtare (VTX pe imagine TV).
— Puterea de ieșire sunet :
20 W (muzică)
— Racordarea posibilă :
înregistrare pe bandă magnetică, cască.
Eurocontector numai pentru „Signum 67—5202"
— Dimensiuni (lățime, înălțime, adîncime) :
770 × 545 × 654 mm
— Greutate :
aprox. 37 kg.

Sistem dublu compact stereo (casseiver) SC 2000

Întreprinderea-mamă pentru grupa de produse a aparatelor radio este VEB Radio Sonneberg. Pe lîngă aparatele compact cunoscute „SC 1800" și „SC 1900" și sistemul component „S 3930" începînd cu anul 1989 casseiver-ul „SC 2000", își va lărgi gama de produse.

Sistemul dublu compact „SC 2000" include, într-o cutie din tablă de oțel, vopsită prin pulverizare, avînd dimensiunile 390 × 123 × 290 mm (lățime × înălțime × adîncime), un radioreceptor stereo și un casetofon (MU 300).

Design-ul casseiver-ului va fi stabilit de partea din față, care constă dintr-un profil din aluminiu extrudat (oxidare anodică sau vopsit prin pulverizare). Aparatul de radio este gîndit pentru recepționarea benzii MW (unde medii) și USW (unde ultrascurte) și are memoria de program USW (ultrascurte) pentru 7 posturi.

Se poate folosi și un circuit de trecere pentru memorizare cu 3 LED-uri în timpul reglării pe scala principală. 6 LED-uri ajută la afișarea intensității cîmpului. Volumul, egalizatorul, basii și sopran, precum și MW (medii) și USW (ultrascurte) se reglează electronic. Atenuarea electronică înlătură toate zgomotele cînd se schimbă unda sau postul.

Casseiver-ul cuprinde un filtru ultrasonic pentru oprirea undei-pilot și frecvențelor para-

zit de la canalul auxiliar, astfel înlăturînd perturbațiile de înregistrare de pe bandă.

În timpul imprimării AM decodificatorul PLL se închide existînd posibilitatea schimbării frecvenței de anulare. Un schimbător mono/stereo, dependent de puterea cîmpului face posibilă recepționarea mono a posturilor stereo cu nivele de semnal recepționate insuficient. Filtrul MPX introdus între demodulatorul FM și decodificator îmbunătățește recepționarea stereo. Pe lîngă funcțiunile principale imprimare, redare, operațiuni de mare viteză, pauză și stop, modul de casete etc., permite funcții suplimentare, ca de exemplu reglare pauză automată, înainte/înapoi și terminarea benzii.

Controlul volumului este automat, selectarea între tipurile de bandă IEC I și IEC II este manuală. Se pot face legăturile pentru căști și microfon pe partea din față, precum și pentru pick-up și magnetofon la spatele aparatului.

Caracteristici :

— Sensibilitate la limita de zgomot :
USW (ultrascurte) 12 dB (pW)
(MW (medii) 36 dB (μW)
— Selectivitate de semnal mono :
USW (ultrascurte) 60 dB
MW (medii) 35 dB
— Selectare imagine :
USW (ultrascurte) 36 dB
MW (medii) 40 dB
— Gama transmisiei LF :
30 Hz ... 30 000 Hz
— Putere de ieșire (la coeficientul de distorsiune) :
2 × 10 W sinusoid
2 × 18 W muzică
— Variații ale înălțimii sunetului :
0,2%
— Răspuns la suprafrecvență pe bandă (la înregistrare-redare) :
63 ... 12 500 Hz (IEC II)

Tuner Sintetizator Hi—Fi Stereo ST 3936

Component în sistemul Hi-Fi „S 3936" de la VEB Stern Radio Sonneberg.

Tuner-ul Hi-Fi cu sistem digital de acordare și afișaj în gama USW (ultrasunete) de la 87,5—108 MHz, memorie de program pentru 20 de poziții cu memorie, posibilitate de intrare directă pe frecvență, detectare automată de post (cu posibilitate manuală de acordare pe ambele direcții de frecvență) mono buton, filtru MPX, filtru ultrasonic (pentru unda-pilot și canalul auxiliar).

Caracteristici :

— Sensibilitate (mono) :
15 dB
— Selectivitate (două semnale) :
42 dB
— Coeficient de distorsiune (mono) :
0,6%
— Atenuare totală pentru intermodulație (diafonie totală) :
32 dB
— Raport neponderat pentru semnal de zgomot :
50 dB
— MTBF :
26 800 h.

Tehnica de măsurat volumul și debitul tip „audaflux"

Tehnica industrială modernă trebuie să fie precisă, robustă și fiabilă. Aceste cerințe puse de toți beneficiarii sînt îndeplinite de tehnica de măsurat volumul și debitul tip „audaflux" de la întreprinderea de stat VEB Geräte- und Regler-Werke „Wilhelm Pieck" Teltow. Prin această tehnică, întreprinderea prezintă rezultatul experiențelor sale dobîndite de-a lungul a patru decenii de existență și în cadrul utilizării celei mai moderne tehnici. Din sistemul de aparate „audaflux" fac parte, printre altele, următoarele aparate :

Contoare cu pistoane profilate tip „audaflux"

Contoarele cu pistoane profilate reprezintă contoare volumetrice care pot fi folosite în toate ramurile industriale pentru soluționarea unor sarcini de măsurare. Aparatele asigură o înaltă precizie de măsurare, ca o premisă a admiterii lor în aplicații și posedă avizul de execuție al C.E.E. Contoarele cu pistoane profilate pot fi livrate în diferite execuții materiale pentru medii neagresive și agresive, cît și pentru alimente. Prin combinări adecvate cu dispozitive suplimentare se oferă soluții optime, la alegere, și pentru sectoare cu pericol de explozie în vederea măsurării debitului diferențial, dozării, cît și a soluționării altor probleme de dirijare și reglare.

Contoare sistem Woltman tip „audaflux"

Contoarele sistem Woltman reprezintă apometre de mare putere pentru măsurarea volumului și debitului de apă rece pînă la 40 °C și apă caldă pînă la 160 °C, fiind aparate de măsură robuste și fiabile pentru sectorul alimentării cu apă comunale și industriale, energetică cît și pentru toate celelalte ramuri ale industriei. Alături de indicarea volumului, contoarele sistem Woltman, combinate cu dispozitive suplimentare, pot fi utilizate pentru transmisiunea la distanță a volumului și a debitului, precum și pentru stabilirea cantității de căldură și a puterii termice.

Dispozitiv electric de reglare a volumului ME 02

Acesta este un dispozitiv electric suplimentar realizat pentru dozarea unor lichide și se compune dintr-un aparat de preselecție și un aparat cu alimentare de la rețea. Aparatul poate fi utilizat în combinație cu contoarele cu pistoane profilate și contoarele sistem Woltman.
Proprietăți importante :
— utilizarea directă a aparatului de preselecție în cadrul unor instalații cu pericol de explozie ;
— fiabilitate mărită ;
— raport optim între greutate și putere.

Calculator nou pentru cantități de căldură cu ofertă lărgită de informații

Aceste calculatoare, pentru cantități de căldură, cu comandă-program, se caracterizează, față de tipurile lor anterioare, prin erori de măsurare mult mai mici și printr-un domeniu de măsurare extins pentru diferențele de temperatură. O indicație suplimentară cu LED face posibilă prezentarea imediată a valorilor actuale :
— temperaturi avans/reflux ;
— diferența de temperatură ;
— flux volumetric ;
— flux termic.
Această completare avantajoasă pune la dispoziție imediat cele mai importante informații pentru punerea în funcțiune, pentru un regim de economisire a energiei, cît și pentru controale necesare ale instalațiilor de încălzire.

Tehnica de măsurat presiunea pe bază de sensoare tip „audapas"

Dispozitivele de măsurat presiunea tip „audapas" reprezintă aparate de vîrf ale celei mai moderne tehnici de măsurat presiunea. Prin aceste aparate, întreprinderea de stat VEB Gerate- und Regler-Werke „Wilhelm Pieck" Teltow prezintă rezultatul experiențelor sale dobîndite de-a lungul a patru decenii, cît și în cadrul utilizării în avantajul beneficiarilor și al producătorului a celei mai moderne tehnici de producție.

Transductoare de măsură pentru presiune și presiunea diferențială tip „audapas"

Aceste transductoare de măsură înregistrează mărimea de intrare presiune sau presiune diferențială a unor medii lichide sau gazoase, agresive sau neagresive, transformînd-o, prin energie electrică auxiliară, într-un semnal de curent continuu specific stabilit, analog valorii de presiune. Transductoarele de măsură pentru presiune diferențială sînt concepute pentru presiune nominală de pînă la 40 MPa, suprasarcinarea lor unilaterală fiind posibilă pînă la această valoare a presiunii nominale. Domeniul de măsurare este de la 0...10 kPa pînă la 0...25 MPa. Semnalul de ieșire are valoarea între 0...20 mA sau 4...20 mA.
Avantaje : — mare fiabilitate la montaj în aer liber ;
— greutate redusă ;
— montaj simplu și ușor de pus în funcțiune ;
— înaltă precizie de măsurare.
Gama acestor aparate este completată prin transductoare de măsură destinate folosirii în centrale nucleare.

Transformatoarele de presiune tip „audapas"

Pentru înregistrarea valorilor măsurate ale unor presiuni în limitele a 0...40 kPa pînă la 0...25 MPa suprapresiune, precum și ale presiunii absolute de la 0 pînă la 200 kPa în medii agresive și neagresive, lichide sau gazoase, Intreprinderea VEB Geräte- und Regler-Werke „Wilhelm Pieck" Teltow R.D.G. oferă transformatoare de presiune caracterizate prin înaltă precizie de măsurare, fiabilitate, dimensiuni și greutate minime, precum și montaj foarte ușor. Domeniile de utilizare sînt : intrarea în componența ansamblului tehnicii de măsurare a proceselor în cadrul unor instalații tehnologice, industria chimică, centralelor electrice, construcțiilor navale, meteorologie, gospodărirea apelor, aparatură de măsurat pentru laboratoare.
Avantaje :
— datorită gradului de protecție IP 65 se recomandă ca aparat de cîmp pentru folosire în regim permanent staționar în cadrul tehnicii de măsurare a proceselor ;
— montaj posibil la ștuțul de măsurare a presiunii prin intermediul filetului de racordare a manometrului ;
— folosire în domeniul „Ex" (Ex ib IIc) ;
— exploatare pe nave ;
— poziția de montaj la alegere.
Aceste transformatoare de presiune se livrează cu semnalele de ieșire între 4...20 mA curent continuu sau cu semnalul de ieșire a tensiunii 0...200 mV.

G. Andrei

ORSZÁGOS MŰSZAKI INFORMÁCIÓS KÖZPONT ÉS KÖNYVTÁR

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA și AUTOMATICA" (E. E. A.), organ al Ministerului Industriei Electrotehnice, apare în cadrul Institutului de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Industria Electrotehnică (I.C.P.E.) București. Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la redacția revistei, București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 și 695, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poștal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 301700301 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții, ca și pentru persoane particulare, este de 120 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA și AUTOMATICA se pot adresa Intreprinderii „ILEXIM" — departamentul export — import presă — București — Calea Griviței nr. 64 — 66. P.O.B.— 2001 — Telex 01.12.26

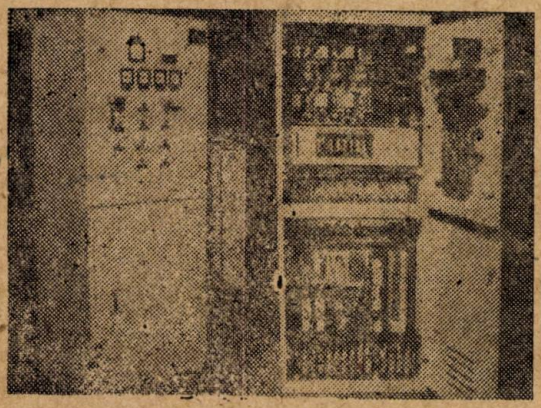
Tiparul :
Intreprinderea Poligrafică „Informația"
București, str. Brezoianu, nr. 23—25, cd. 2776

Electroputere

1989 AUG 1

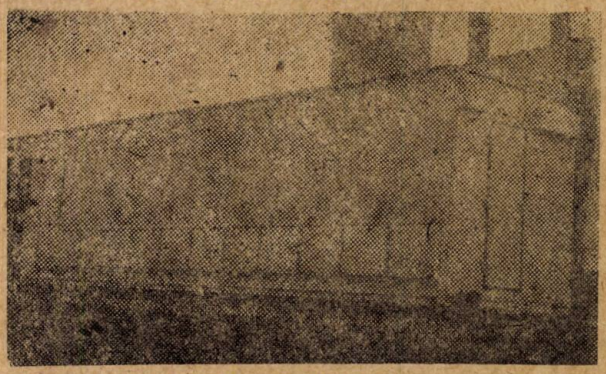
CALEA BUCUREȘTI 144, CRAIOVA — ROMANIA, TELEFON 44494, TELEX 41234

Întreprinderea Electroputere — Craiova vă asigură livrarea următoarelor echipamente coplexe :



- cascade subsincrone cu convertizoare statice pentru motoare asincrone cu rotor bobinat de înaltă și joasă tensiune ;
- echipament de medie frecvență, 50 la 300 kW, 2 500 Hz pentru turnătorii și tratamente termice ;
- excitații statice pentru generatoare sincrone ;
- acționări reglabile cu motoare asincrone cu rotorul în scurtcircuit și invertoare de curent, de la 100 la 400 kW ;
- echipamente de electroliză de 5 000 și 10 000A ;
- convertizoare statice pentru alimentarea serviciilor auxiliare ale locomotivelor electrice ;
- culegătoare rotative de curent pentru alimentarea excavatoarelor și pentru tamburi de cablu ;
- acționări reglabile cu convertizoare statice și motoare sincrone.

- substații de tracțiune pentru metro ;
- substații de tracțiune pentru tramvaie și troleibuze ;
- substații de tracțiune prefabricate pentru funcționare în exterior, de mică putere (sub 1 200 kVA) ;
- substații pentru tracțiune minieră (construcție fixă sau mobilă) ;
- echipamente electrice pentru acționarea instalațiilor de foraj (alimentate de la rețea sau de la microcentrală proprie), utilizînd motoare de curent continuu de 550 sau 850 kW ;
- echipamente pentru compensare dinamică a factorului de putere și filtrare armonici pentru rețelele de joasă tensiune ;
- acționări reglabile cu motoare de c.c., folosind convertizoare statice.



MECANOEXPORTIMPORT
FOREIGN TRADE COMPANY
10, Mihai Eminescu str.
Telephone: 12 46 00.
Telex: 10260. POB 130.
BUCHAREST — ROMANIA

ROMANIA
INDUSTRIALEXPORTIMPORT
PETROMIN

electroexportimport

Foreign Trade Company.
București — România
216 Calea Victoriei. Telephone: 50 28 70.
Telex: 11.388—11.399

uzinexportimport

Intreprindere de Comerț Exterior
B-dul Republicii 32, tel. 13 29 59,
telex 011214
70033 — București

E 2040/1

ETE

REFERÁLVA

R 1989 -06- 12

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREȘTI • ANUL 37 • NR. 2 • FEBRUARIE 1989

ELECTROTEHNICA, AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

Anul 37 Nr. 2 februarie 1989

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.396.62: 621.326

DETECTOR DE CEAŢĂ DE ULEI
SISTEM OPTOELECTRONIC
METODICA DE CALCUL

Creţu, E. V.: **Sistem optoelectronic de detecţie a ceţei de ulei din carterul motoarelor termice navale.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 2, feb 1989, p. 45

Lucrarea prezintă bazele teoretice ale detectorului de ceaţă de ulei din carterul unui motor diesel naval (pentru motoarele navale din producţia I.C.M.-Reşiţa), ca şi sistemul optoelectronic de conversie şi măsură a ceţei de ulei din carter, sistem instalat şi pe detectorul de ceaţă de ulei, tip de nivel, cod DCU-1-NAV, omologat la I.N.M.T.-Bucureşti.

CZ 621.313.333: 621.3.029

MOTOR ASINCRON
CURENT DREPTUNGHIULAR
FRECVENŢĂ DE ALUNECARE

Ghiţă, V. V.: **Metoda de măsură analogică a frecvenţei rotorice de alunecare pentru motoare asinerone alimentate cu unda dreptunghiulară de curent.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 2, feb 1989, p. 53

Se expune algoritmul de sinteză al unui dispozitiv analogic de măsură a frecvenţei rotorice de alunecare pe baza unei mărimi electrice măsurabile în convertizorul de frecvenţă variabilă cu curent imprimat şi a unora din constantele maşinii. Metoda este aplicabilă în schemele de acţionare reglabilă, reglate cu motor asincron alimentat cu unda dreptunghiulară de curent şi frecvenţă variabilă, ca traductor de încărcare în bucla de control a capului, precum şi pentru corelarea curentului cu frecvenţa de alunecare pentru asigurarea legii de menţinere a fluxului.

CZ 621.313: 621.3.017.3: 621.3.019

MOTOARE ASINCRONE
PIERDERI ÎN FIER
COEFICIENŢI EXPERIMENTALI

Peter, I., Taropa, V.: **Coeficienţi determinaţi experimental pentru calculul pierderilor în fier la gama de motoare de 0,55—7,5 kW.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 2, feb 1989, p. 57

Se propune o metodă pentru determinarea pierderilor în fier folosind coeficienţi de corecţie stabiliţi experimental. Se prezintă o comparaţie între pierderile determinate prin metoda propusă şi pierderile determinate utilizînd coeficienţii de corecţie cunoscuţi, pentru fiecare categorie de pierderi. Comparaţia se face luînd ca etalon măsurătorile de laborator.

CZ 621.318.22: 621.315.61

MATERIALE ELECTROIZOLANTE
MASE DE TURNARE ELECTROIZOLANTE

Nicola, Gr.: **Contribuţii la clasificarea materialelor electroizolante. Partea I.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 2, feb 1989, p. 59

Articolul tratează despre diferite criterii de clasificare a materialelor electroizolante (starea de agregare a izolantului electric, structura finală a liantului polimer, componenta izolantului, rolul final în produsul finit, domeniul de utilizare).

CZ 538.23: 621.318.2

HISTEREZIS
MAGNEŢI PERMANENŢI
DIFUZIE

Ioniţă, V.: **Pătrunderea cîmpului electromagnetic în medii cu histerezis.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 2, feb 1989, p. 66

Lucrarea expune o metodă iterativă de calcul al distribuţiei de cîmp magnetic într-un material neliniar cu histerezis pronunţat. Se studiază evoluţia mărimilor magnetice într-un magnet permanent tip ALNICO pe parcursul unei magnetizări în mai multe impulsuri şi se fac observaţii comparative asupra uniformităţii inducţiei magnetice B obţinute în magnet.

CZ 681.2: 531.7

APARATE DIGITALE DE MĂSURĂ

Diaconescu, I., Ajtony, C.: **Multimetru digital.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 2, feb 1989, p. 72

În articol este prezentat un multimetru digital, realizat cu circuite integrate care poate funcţiona ca frecvenţmetru, voltmetru pentru tensiune continuă şi generator de frecvenţă etalon. Ca frecvenţmetru domeniul de măsurare este între 0,1 Hz — 50 MHz cu sensibilitate de intrare de 50 mV, iar ca voltmetru domeniul de măsurare este între 10 mV — 500 V. Ca generator de frecvenţă etalon aparatul are ieşirea reglabilă în trepte, 20 de valori diferite. Multimetrul poate afişa şase cifre cu intensitatea luminoasă reglabilă.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. ing. C. APETREI; dr. ing. I. BĂTRÎNA; dr. ing. V. BUNEA; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU; ing. V. CEOCEONICĂ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; prof. dr. ing. M. HĂNGĂNUŢ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN; ing. I. ILIESCU; ing. V. LEFTER; dr. ing. A. MILLEA; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE; ing. A. POPA; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică: GRETA ANDREI
Tehnoredactor: CORNELIA CRISTESCU

MŰSZAKI INFORMÁCIÓS SZOLGÁLAT

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.396.62: 621.326

ДЕТЕКТОР МАСЛЯННОГО ТУМАНА
ОПТОЭЛЕКТРОННАЯ СИСТЕМА
МЕТОДИКА ВЫЧИСЛЕНИЯ

Крецу, Е. В.: **Оптоэлектронная система детектирования масляного тумана из картера термических судовых двигателей.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 37,** nr. 2, февраль 1989 г., стр. 45

Работа представляет теоретические основы детектора масляного тумана из картера дизельного судового двигателя (для судовых двигателей производства I.C.M—Reşiţa), а также оптоэлектронную систему преобразования и измерения масляного тумана из картера, систему установленную и на детекторе масляного тумана, типа уровня, кода D.C.U.-1-NAV, утвержденном в I.N.M.T. — Бухарест.

УДК 621.313.333: 621.3.029

АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ
ПРЯМОУГОЛЬНЫЙ ТОК
ЧАСТОТА СКОЛЬЖЕНИЯ

Гицэ, В. В.: **Метод аналогического измерения роторной частоты скольжения для асинхронных двигателей питаемых прямоугольной волной тока.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 37,** nr. 2, февраль 1989 г., стр. 53

Излагается алгоритм синтеза аналогичного устройства измерения роторной частоты скольжения на основе электрической величины измеряемой в преобразователе переменной частоты с помощью сообщаемого тока и некоторых из постоянных аппарат. Метод применяется в регулируемых приводных цепях регулируемых асинхронным двигателем питаемым от прямоугольной волны переменного тока и частоты, в виде датчика нагрузки в проверочной петле головки, а также и для соотношения тока с частотой скольжения для обеспечения закона поддержки потока. Также представлен способ осуществления датчика с линейными интегральными цепями, изготовленными в стране.

УДК 621.313: 621.3.017.3: 621.3.019

АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ
ПОТЕРИ В ЖЕЛЕЗЕ
ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ КОЭФФИЦИЕНТЫ

Петер, И., Тарона, В.: **Коэффициенты определённые экспериментально для расчёта потерей в железе в диапазоне двигателей от 0,55—7,5 кВт.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 37,** nr. 2, февраль 1989 г., стр. 57

Предлагается метод для определения потерей в железе, используя коэффициенты для корректировки установленные экспериментально. Представлено сравнение между потерями определёнными предложенным методом и потерями определенными используя знакомые коэффициенты для корректировки для каждой категории потерей. Сравнение осуществляется используя в качестве эталона лабораторные измерения.

УДК 621.318.22: 621.316.61

ЭЛЕКТРОИЗОЛЯЦИОННЫЕ МАТЕРИАЛЫ
ЭЛЕКТРОИЗОЛЯЦИОННЫЙ СТОЛ ДЛЯ ЛИТЬЯ
Никола, Гр.: **Вклад при классификации электроизоляционных материалов. Часть I.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 37,** nr. 2, февраль 1989 г., стр. 59

Статья содержит материал о разных критериях классификации электроизоляционных материалов (агрегация электроизолятора, конечная структура связующего полимера, составная изолятора, окончательная роль в конечном изделии, область применения).

УДК 538.23: 621.318.2

ГИСТЕРЕЗИС
ПОСТОЯННЫЕ МАГНИТЫ
ДИФФУЗИИ

Ионицэ, В.: **Проникновение электромагнитного поля в среды с гистерезисом.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 37,** nr. 2, февраль 1989 г., стр. 66

Работа представляет иттеративный метод вычисления распределения магнитного поля в нелинейном материале с ярко выражённым гистерезисом. Изучается эволюция магнитных величин в постоянном магните типа ALNICO по всему этапу намагничивания, произведенного с помощью более импульсов и делаются сравнительные замечаним относительно равномерности магнитной индукции B, полученной в магните.

УДК 631.2: 531.7

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ДИГИТАЛЬНЫЕ
АППАРАТЫ

Диаконеску, И., Ажтони, К.: **Дигитальный мультиметр.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 37,** nr. 2, февраль 1989 г., стр. 72

В статье представлен дигитальный мультиметр, осуществленный интегральными схемами, работающие как частотометр, вольтметр для постоянного напряжения и как генератор эталонной частоты. В качестве частотомера имеет область измерения 0,1 Гц — 50 МГц с входной чувствительностью 50 мВ, а в качестве вольтметра имеет область измерения 10—500 В.

INHALT

DK 621.396.62: 621.326

SCHMIERÖLNEBELDETEKTOR
OPTOELEKTRONISCHES SYSTEM
RECHENVERFAHREN

Crefu, E. V.: **Optoelektronisches Nachweissystem des Schmierölnebels aus dem Gehäuse der thermischen Schiffmotoren.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** Nr. 2, Febr 1989, S. 45

Es werden die theoretischen Grundlagen des Schmierölnebeldetektors aus dem Gehäuse eines Schiffdieselmotors (für Schiffmotoren aus der Produktion I.C.M.-Reşiţa) sowie das optoelektronische Umwandlungsund Messystem des Schmierölnebels aus dem Gehäuse, dargestellt. Das System ist auch auf den Schmierölnebeldetektor, Niveautyp, Kod DCU-1-NAV, homologiert bei I.N.M.T.-Bukarest, aufgestellt.

DK 621.313.333: 621.3.029

ASYNCHRONMOTOR
RECHTECKSTROM
GLEITFREQUENZ

Ghiţă, V. V.: **Analogische Messmethode der rotorischen Gleitfrequenz für Asynchronmotoren versorgt mit Rechteck-Strom-Welle.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** Nr. 2, Febr 1989, S. 53

Dargestellt wird der Synthesealgorithmus einer analogischen Mess-Vorrichtung der rotorischen Gleitfrequenz auf Grund einer messbaren elektrischen Grösse am Umformer veränderlicher Frequenz mit eingeprägten Strom und einiger der Maschinenkonstanten. Die Methode ist anwendbar an einstellbaren Antriebsschaltungen, eingenstellt mit Asynchronmotor gespeist mit Rechteck-Strom-Velle und veränder-

liche Frequenz, als Ladegeber in die Kontrollschleife des Kopfes, sowie zum Korrelieren des Stroms mit der Gleitfrequenz für die Sicherung des Aufrechterhaltungsflussgesetzes.

DK 621.313: 621.3.017.3.: 621.3.019

ASYNCRONMOTOREN
EISENVERLUSTE
EXPERIMENTELLE BEIWERTE

Peter, I., Taropa, V.: **Experimentell bestimmte Beiwerte zur Berechung der Eisenverluste an Motoren von 0,55—7,5 kW.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, Nr. 2, Febr 1989, S. 57

Es wird eine Methode zur Bestimmung der Eisenverluste bei der man experimentell bestimmte Korrekturbeiwerte anwendet, vorgeschlagen. Man vergleicht die durch die vorgeschlagene Methode bestimmten Verluste mit den Verlusten die mittels Korrekturbeiwerten, bekannt für jede Verlustkategorie, bestimmt sind.

Der Vergleich folgt indem man die Labormessungen als Eichmass verwendet.

DK 621.318.22: 621.315.61

ELEKTROISOLIERENDE WERKSTOFFE
ELEKTROISOLIERENDE GIESSMASSEN

Nicola, Gr.: **Beiträge zur Klassifikation elektroisolierender Werkstoffe. Teil I.**

E.E.A.- **Electrotehnica 37**, Nr. 2, Febr 1989, S. 59

Es werden verschiedene Klassifikationskriterien elektroisolierender Werkstroffe (Aggregationszustand des elektrischen Isolators, End-Struktur des polymeren Bindemittels, Endzweck am Endprodukt, Anwendungsbereich), behandelt.

DK 538.23: 621.318.2

HYSTERESIS
DAUERMAGNETEN
STREUUNG

Ioniță, V.: **Durchdringen des elektromagnetischen Feldes in Hysteresismedien.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, Nr. 2, Febr 1989, S. 66

In dieser Arbeit wird eine iterative Rechenmethode der Verteilung des magnetischen Feldes in einem nichtlinearem Material mit hervorgehobener Hysteresis, dargestellt. Weiterhin untersucht man die Entwicklung magnetischer Grössen in einem Dauermagnet Typ ALNICO im aufe einer Magnetisierung an mehreren Impulsen und es werden vergleichende Bemerkungen bezüglich der Gleichmässigkeit der magnetischen Induktion B im Magnet, gemacht.

DK 681.2:531.7

DIGITALE MESSGERÄTE

Diaconescu, I., Ajtony, C.: **Digitaler Multimeter.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, Nr. 2, Febr 1989, S. 72

Es wird ein digitaler Multimeter dargestellt, der mit integrierten Schaltungen ausgeführt ist und als Frequenzmesser, Gleichspannungsmesser und Normalfrequenzgenerator arbeiten kann. Als Frequenzmesser beträgt der Messbereich 0,1 Hz — 50 MHz mit einer Eingagngsempfindlichkeit von 50 mV und als Spännungsmesser beträgt der Messbereich 10—500 V.

CONTENTS

DC 621.396.62: 621.326

OIL MIST DETECTOR
OPTOELECTRONIC SYSTEM
COMPUTATION METHOD

Creţu, E. V.: **Optoelectronic Detection System for the Oil Mist in the Crankcase of the Thermal Engines.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, No. 2, February 1989, p. 45

In the paper, the theoretical bases of the detector of oil mist in the marine diesel engine crankcase — marine engines manufactured by ICM Reşiţa — and the optoelectronic conversion and measurement system of the oil mist in the crankcase installed on the DCU-1-NAV, type level oil mist detector, homologated as a prototype at the National Institute for Thermal Engines — Bucharest, are presented.

DC 621.313.333: 621.3.029

ASYNCHRONOUS MOTOR
RECTANGULAR CURRENT
SLIP FREQUENCY

Ghiţă, V. V.: **Analogue Measuring Method of the Rotor Slip Frequency in Case of the Asynchronous Motors Supplied with Rectangular Wave Current.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, No. 2, February 1989, p. 53

The synthesis algorithm of a rotor slip frequency measuring analogue device on the basis of the measurable electrical quantity in the variable frequency converter of a given current, and on the basis of certain machine constants, is presented. This method is valid for the adjustable driving diagrams controlled by as asynchronous motor supplied with rectangular wave current and variable frequency — functioning as a loading transducer in the probe control loop, as well as for the correlation between the current and the slip frequency in view to ensure the flux conservation law.

DC 621.313: 621.3.017.3: 621.3.019

ASYNCHRONOUS MOTORS
CORE LOSSES
EXPERIMENTAL COEFFICIENTS

Peter, I., Taropa, V.: **Experimentally Determined Coefficients for the Core Loss Computation in Case of the Motors in the 0.55—7.5 kW Range.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, No. 2, February 1989, p. 57

A method for the computation of the core losses by using the experimentally determined correction factors is suggested. A comparison between the losses computed by using the suggested method and the losses determined by using the correction factors known for each type of losses, is made. The comparison is made by taking as standard the laboratory measurements.

DC 621.318.22: 621.315.61

ELECTROINSULATING MATERIALS
ELECTROINSULATING POURABLE SEALING COMPOUND

Nicola, G.: **Contributions to the Classification of the Electroinsulating Materials — Part 1.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, No. 2, February 1989, p. 59

The paper presents different classification criteria of the electroinsulating materials (the electroinsulating material state of aggregation, the final structure of the polymeric binder, the insulating material composition, the importance for the finite product, the application field).

DC 538.23: 621.318.2

HYSTERESIS
PERMANENT MAGNETS
DIFFUSION

Ioniță, V.: **Electromagnetic Field Penetration into Hysteresis Media.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** No. 2, February 1989, p. 66

In the paper an iterative method for the computation of the magnetic field distribution within a non-linear material with a pronounced hysteresis, is presented. The evolution of the magnetic quantities within an ALNICO-type permanent magnet, during a many pulse magnetization is studied and observations related to the magnetic induction uniformity B, obtained in the magnet, are made.

DC 681.2: 531.7

DIGITAL MEASURING EQUIPMENT

Diaconescu, I., Ajtony, C.: **Digital multi-meter.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** No. 2, February 1989, p. 72

The paper presents a digital multi-meter designed with printed circu ts that c n operate as a frequency meter a voltmeter for continuous voltage and a standard frequency generator. For the frequency meter the measuring range is 0,1 Hz — 50 MHz with an input sensitivity of 50 mV while, the voltmeter range is 10 mV—500 V.

SOMMAIRE

CD 621.396.62: 621.326

DETECTEUR DE BROUILLARD D'HUILE
SYSTÈME OPTO-ÉLECTRONIQUE
MÉTHODE DE CALCUL

Crețu, E. V.: **Système opto-électronique pour la détection du brouillard d'huile dans le carter des moteurs thermiques navaux.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 2, feb 1989, p. 45

L'ouvrage présente les bases théoriques du détecteur de brouillard d'huile du carter d'un moteur marin — moteur fabriqué a ICM Reșița — ainsi que le système opto-électronique de conversion et de mesure du brouillard d'huile du carter, système installé aussi sur le détecteur de brouilard d'huile, type de niveau, code DCU-1-NAV, homologué à I.N.M.T. — Bucarest.

CD 621.313.333: 621.3.029

MOTEUR ASYNCHRONE
COURANT RECTANGULAIRE
FREQUENCE DE GLISSEMENT

Ghiță, V. V.: **Méthode de mesure analogique de la fréquence rotorique de glissement pour les moteurs asynchrones alimentés par onde rectangulaire de courant.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 2, feb 1989 p. 53

On expose l'algorithme de synthèse pour un dispositif analogique de mesure de la fréquence rotorique de glissement en base d'une grandeur électrique mesurable dans le convertisseur de fréquence variable à courant imprimé et de quelques constantes de la machine. La méthode peut être appliquée dans les schémas d'entrainement réglable contrôlés a l'aide d'un moteur asynchrone alimenté avec onde rectangulaire de courant et fréquence variable, comme traducteur de charge dans la boucle de contrôle de la tête, ainsi que pour la mise en correlation du courant avec la fréquence de glissement pour assurer la loi de maintien du flux.

CD 621.313: 621.3.017.3: 621.3.019

MOTEURS ASYNCHRONES
PERTES EN FER
COEFFICIENTS EXPERIMENTAUX

Peter, I., Taropa, V.: **Coefficients déterminés de manière expérimentale pour le calcul des pertes en fer pour la gamme de moteurs de 0,55—7,5 kW.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 2, feb 1989, p. 57

On y propose une méthode pour la détermination des pertes en fer, tout en utilisant les coefficients de correction établis de manière expérimentale. On présente une comparaison entre les pertes déterminées par la méthode proposée et les pertes déterminées en utilisant les coefficients de correction connus pour chaque catégorie de pertes. La comparaison se fait tout en prenant comme étalon les mesures effectuées dans le laboratoire.

CD 621.318.22: 621.315.61

MATERIAUX ÉLECTRO-ISOLANTS
TABLES DE MOULAGE ÉLECTROISOLANTES

Nicola, Gr.: **Contributions à la classification des matériaux électroisolants. 1ère Partie.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 2, feb 1989, p. 50

L'article traite des différents critères de classification des matériaux électroisolants (l'état d'agrégation de l'isolant électrique, la structure finale du liant polymère, la composante de l'isolant, le role final dans le produit fini, le domaine d'utilisation).

CD 538.23: 621.318.2

HYSTERESIS
AIMANTS PERMANENTS
DIFFUSION

Ioniță, V.: **La pénétration du champ électromagnétique dans des milieux à hystérésis.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 2, feb 1989, p. 66

L'ouvrage expose une méthode itérative pour le calcul de la distribution du champ magnétique dans un matériau non-linéaire a hystérésis marqué. On étudie l'évolution des grandeurs magnétiques dans un aimant permanent de type ALNICO pendant une aimantation en plusieures impulsions et on fait des observations comparatives en ce qui concern l'uniformité de l'induction magnétique B obtenue dans l'aimant.

CD 681.2: 521.7

APPAREILS DIGITAUX DE MESURE

Diaconescu, I., Ajtony, C.: **Multimètre digital.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 2, feb 1989, p. 72

Dans cet article on présente le multimètre digital, réalisé avec des circuits intégrés, qui peut fonctionner comme fréquencemètre, voltmètre à tension continue et générateur étalon de fréquence. En tant que fréquencemètre le domaine de mesure est de 0,1 Hz — 50 MHz à la sensibilité d'entrée de 50 mV et en tant que voltmètre le domaine de mesure est de 10 mV — 500 V.

ELECTROTEHNICA,
ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Electrotehnica nr. 2

CZ 621.396.62: 621.326

DETECTOR DE CEAŢĂ DE ULEI
SISTEM OPTOELECTRONIC
METODICĂ DE CALCUL

Sistem optoelectronic de detecţie a ceţei de ulei din carterele motoarelor termice navale

CREŢU EUGEN VIOREL * — BUCUREŞTI

Generalităţi

În cadrul Institutului Naţional de Motoare Termice-Bucureşti s-a asimilat detectorul de ceaţă de ulei tip de nivel cod DCU-1-NAV, aparat care supraveghează în permanenţă amestecul gazos din carterul unui motor termic naval. Acest amestec este practic un aerosol compus din aer atmosferic, în care se află molecule de ulei de ungere a motorului termic. Aparatul menţionat este de tip de „nivel" deoarece el compară în permanenţă opacitatea mediului gazos din carter cu opacitatea aerului atmosferic neimpurificat. Comparaţia se realizează într-un sistem de detecţie optoelectronic care face obiectul prezentului articol.

Detectorul de ceaţă de ulei DCU—1—NAV măsoară în permanenţă, comparativ cu opacitatea aerului atmosferic neimpurificat, opacitatea mediului gazos din carter, în plus putîndu-se testa periodic un număr de 10 locuri de test distincte. Investigaţia pe fiecare loc de test durează circa 4 s, iar trecerea de la un loc de test la altul se face în aproximativ 1 s.

Problema măsurării concentraţiei amestecului gazos din carterul motorului diesel naval (în miligrame de ulei la litrul de aer) a devenit o necesitate datorită faptului că s-a constatat că la atingerea unei concentraţii de circa 50 mg de ulei/litru de aer, amestecul devine exploziv, putîndu-se produce explozia motorului termic naval.

Conform prescripţiilor tuturor societăţilor navale de clasificare, este strict obligatorie supravegherea în permanenţă a mediului gazos din carterul motorului termic naval; în plus aparatul care asigură supravegherea trebuie să satisfacă următoarele cerinţe de funcţionare:

— să indice în permanenţă concentraţia măsurată a mediului gazos din carterul motorului termic;

— în cazul apariţiei unei concentraţii anormale a mediului gazos din carter (dar mult sub limita de explozie de 50 mg de ulei/litrul de aer) să se semnalizeze această situaţie, indicîndu-se simultan şi locul de test în care a apărut starea de defect.

S-au menţionat aici numai cele mai importante condiţii impuse bunei funcţionări a aparatului.

Principiul de la care s-a plecat în realizarea acestui produs a fost de a converti variaţia de opacitate a mediului gazos controlat, din carter, într-o mărime electrică relativ uşor de măsurat, şi anume un curent electric.

1. Sistemul optoelectronic propus

Este evident că sistemul optoelectronic propus pentru a realiza conversia comparaţiei de opacitate între probă şi aerul neimpurificat, într-un curent electric de măsură, va trebui să conţină două părţi componente:

— un sistem optic, care să realizeze investigarea optică a probei din carterul motorului termic naval, ca şi a aerului atmosferic neimpurificat;

— un sistem electronic care să convertească semnalele optice în semnale electrice şi care să genereze, la ieşirea sa, un curent electric proporţional cu opacitatea probei de măsurat din carter.

1.1. Sistemul optic

Sistemul optic are structura de principiu conformă schemei detectorului de ceaţă de ulei (de principiu) prezentată în figura 1.

* Ing. *Creţu, E. V.* — Inst. Naţional de Mot. Termice Bucureşti.

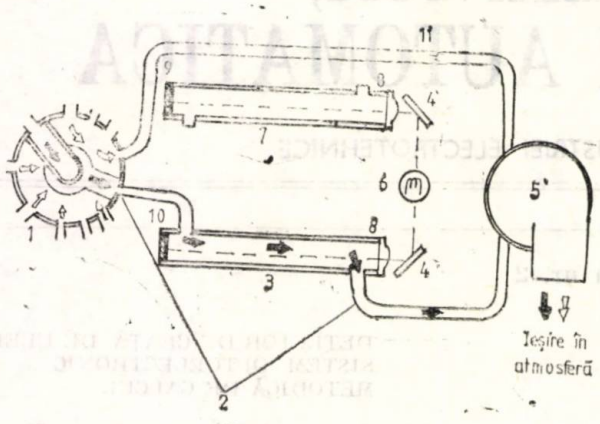


Fig. 1. Schema principială a detectorului de ceață de ulei: 1 — supapă rotativă distribuitoare (a mediului din carter); 2 — traseul circulației mediului controlat din carter; 3 — — tub de măsură; 4 — oglinzi; 5 — ventilator special pentru aspirarea mediului controlat din carter; 6 — lampă de excitare; 7 — tub de referință; 8 — lentile plan convexe; 9 — celulă fotovoltaică de referință; 10 — celulă fotovoltaică de măsură.

Sistemul optic conține următoarele elemente:

1.1.1.0. *Lampă electrică specială cu incandescență* cu filament plan; rolul acestei lămpi speciale este de a lumina cele două tuburi: tubul de măsură (în care poate să existe ceață de ulei) și tubul de referință (în care există aer neimpurificat la presiune atmosferică). Această lampă trebuie să emită în funcționare un flux luminos constant și, în plus, de culoare roșie (spectrul emisiei sale să conțină preponderent radiația de culoare roșie). Din aceste considerente lampa va fi alimentată de la un stabilizator de tensiune continuă, care va debita o tensiune de cca. 0,4 — 0,5 din tensiunea nominală a lămpii. În acest fel se mărește și durata de viață a lămpii, obținîndu-se o radiație luminoasă calată, cu lungimi de undă grupate în jurul valorii de 890 nm.

1.1.2. Oglinzi — pentru a reflecta radiația luminoasă a lămpii speciale în tubul de referință și în cel de măsură. În acest fel cele două fascicule optice care investighează cele două tuburi sînt coliniare.

1.1.3. Lentile plan — convexe; fiecare lentilă fiind plasată la intrarea radiației luminoase în fiecare tub. Rolul fiecărei lentile este de a focaliza radiația luminoasă (partea convexă a lentilei fiind spre oglindă) și apoi de a realiza divergența radiației în tub.

1.1.4. Tubul optic de referință — este un tub închis etanș și care conține aer neimpurificat, la presiune atmosferică.

1.1.5 Tubul optic de măsură — este un tub închis la capete, dar prin care trece mediul controlat din carter (mediu în care poate apare un nivel excesiv de ceață de ulei în aer).

Tuburile de măsură și referință sînt de culoare neagră mată la interior pentru a nu exista reflexii false, care ar putea genera semnale false.

1.2. Sistemul electronic de conversie și măsură

În figura 1 se constată că mai apar în plus următoarele două elemente:

1.2.1. Celula fotovoltaică de referință — notată FCR — care este o celulă fotovoltaică tip ROL 49, realizată la CCSIT-CE București, avînd o suprafață activă mare, cu diametrul de circa 24 mm.

1.2.2. Celula fotovoltaică de măsură — notată FCM — care este, de asemenea, o celulă fotovoltaică ROL 49.

Se subliniază faptul că cele două celule fotovoltaice trebuie împerechiate, adică să aibă caracteristicile tensiune-iluminare cît mai apropiate posibil. S-a constatat că pentru valorile standard pe care le măsoară CCSIT-CE (distanța de la sursa luminoasă pînă la celula fotovoltaică de 1 m și iluminarea de 1 klx) pentru buna funcționare a detectorului de ceață de ulei tip de nivel se poate admite că între tensiunile debitate de cele două celule fotovoltaice să existe o diferență cuprinsă între 1mV—5mV.

Se utilizează celule fotovoltaice de arie activă mare pentru a avea o cît mai mare sensibilitate la conversia mărimilor optice în tensiuni continue pentru sistemul electronic de măsură. De aici rezultă și faptul că este necesară utilizarea lentilelor plan-convexe pe intrarea tuburilor optice de măsură, lentile care au rolul să diveargă radiația luminoasă emisă de lampa specială, în acest fel radiația luminoasă baleind practic toată suprafața celulei fotovoltaice.

De asemenea, celulele fotovoltaice, fiind realizate din siliciu, au maximul de sensibilitate spectrală la roșu, motiv pentru care, radiația emisă de lampa specială trebuie să fie calată în jurul lungimii de undă de 890 nm.

Cele două celule fotovoltaice sînt încadrate într-un circuit electronic de conversie-măsură, care este prezentat în figura 2. În acest circuit, în plus față de elementele prezentate pînă acum, mai apar:

— rezistențele electrice $R11$, $R12$;

— potențiometrul $R10$;

— aparatul electric de măsură—notat în schemă „μA"- care este un microampermetru 0 — 20μA, cu un contact de reținere accesibil la exterior la valoarea maximă de 20μA (pentru a se semnaliza la exterior starea de avarie), cît și un electromagnet de deblocare a acului microampermetrului ce se poate comanda din exteriorul aparatului de măsură μA pentru reluarea procesului de măsurare după înlăturarea avariei; în continuare se va înlocui în schemele electrice care vor urma, microampermetrul μA prin rezistența sa internă și se va nota Ra.

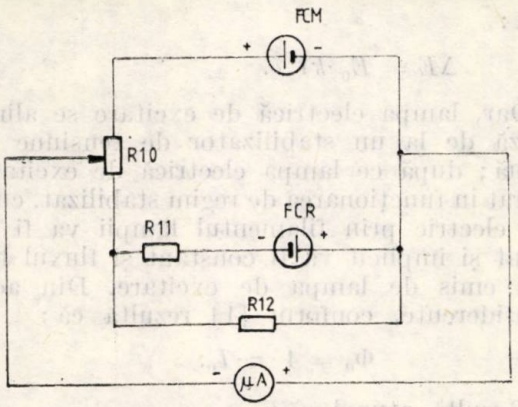


Fig. 2. Schema circuitului electronic de conversie și măsură

2. Bazele teoretice ale sistemului de detecție optoelectronic al ceței de ulei din carterele motoarelor termice navale

În asimilarea aparatului pentru măsurarea ceței de ulei din carterele motoarelor diesel navale s-a hotărît realizarea acestuia ca un fotometru diferențial care să funcționeze după legile absorbției luminii în medii izotrope (considerînd mediul gazos controlat din carterul motorului diesel naval ca fiind practic izotrop).

În acest scop opacitatea mediului gazos din carter este investigată într-un tub de măsură (în care a fost aspirată proba de test din carter) mediul din tubul de măsură fiind străbătut de un flux luminos a cărui valoare va fi diminuată față de valoarea la intrarea în tub, conform legii Lambert—Bouger; după această lege intensitatea radiației luminoase la ieșirea din tubul de măsură (în care se află proba din mediul gazos din carter) va fi:

$$I = I_0 \cdot e^{-kd}, \qquad (1)$$

unde:

I este intensitatea luminoasă la ieșirea din tubul de măsură;

I_0 — intensitatea luminoasă la intrarea în tubul de măsură;

k — coeficientul de absorbție al radiației luminoase în mediul gazos pe care îl străbate (deci mediul gazos din carter);

d — grosimea mediului gazos care este investigat (lungimea activă a tubului de măsură).

În calcule se consideră că unda transmisă în mediul gazos controlat este omogenă și că mediul gazos investigat este o soluție monodispersă de ceață de ulei, adică este un amestec de molecule de ulei de aceeași mărime în aer. Această aproximație se face în vederea simplificării calculelor, pentru a putea considera mediul gazos din carter ca un mediu izotrop; această aproximație, se va vedea că nu influențează practic concluziile prezentului capitol.

În cazul de față, considerînd că soluția de molecule de ulei în aer are concentrația „c" (în miligrame de ulei/litrul de aer), conform legii lui Beer (derivată din (1)), intensitatea luminoasă la ieșirea din tubul de măsură (din mediul gazos controlat) este dată de relația:

$$I = I_0 \cdot e^{-A \cdot c \cdot d}, \qquad (2)$$

unde s-au folosit în plus următoarele simboluri:

A — constantă (specifică pentru mediul de concentrație „c").

c — concentrația de molecule de ulei în aer (măsurată în miligrame de ulei/litrul de aer).

În scopul realizării aparatului ca un fotometru diferențial în tubul de referință (identic dimensional cu tubul de măsură) este închis aer neimpurificat, la presiune atmosferică; și acest tub este străbătut de fluxul luminos avînd intensitatea I_0 la intrarea în tub.

Se va considera că intensitatea luminoasă la ieșirea din acest tub este tot I_0 (practic, în realitate, lucrurile se petrec ca în această ipoteză).

Este evident că unda luminoasă de investigare prin tubul de măsură, cît și unda luminoasă de investigare prin tubul de referință trebuie să fie coliniare. Din aceste considerente cele două unde luminoase (prin tubul de măsură și tubul de referință) se generează coliniare. În acest scop cele două unde luminoase de investigare se produc în detectorul de ceață de ulei ca în figura 3.

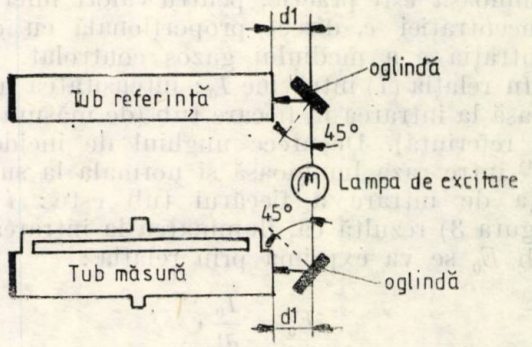


Fig. 3. Detaliu sistem optic (principial).

Deoarece aparatul se realizează ca un fotometru diferențial, diferența de intensitate luminoasă a undelor din cele două tuburi va fi:

$$\Delta I = I_0 - I = I_0 (1 - e^{-A \cdot c \cdot d}).$$

Se utilizează dezvoltarea în serie Mac Laurin a funcției:

$$f(x) = e^{-x}; f(x) = 1 - \frac{x}{1} + \frac{x^2}{2!} +$$

$$+ \ldots + (-1)^n \cdot \frac{x^n}{n!} + \ldots;$$

Cum : $x = A.c.d.$, $f_x = e^{-A \cdot c \cdot d}$
rezultă :

$$e^{-A \cdot c \cdot d} = 1 - \frac{A.c.d.}{1!} + \frac{A^2.c^2.d^2}{2!} + \ldots . \quad (4)$$

Deoarece valoarea maximă de măsurat a concentrației c este foarte mică (între 0 și 0,3 mg ceață ulei la litru de aer), în relația (4) se pot neglija termenii care conțin puteri ale lui c mai mari sau egale cu 2.

Cu această aproximare se poate scrie, cu o precizie foarte bună :

$$e^{-A.c.d} \cong 1 - A.c.d. \quad (5)$$

Înlocuind relația (5) în relația (3) rezultă :

$$\Delta I = I_0 - I \cong I_0 . A.c.d. \quad (6)$$

Deoarece :

A = constant;
d = constant;
I_0 = constant;

rezultă că :

$$A.d.I_0 = K = \text{constant}. \quad (7)$$

Deci :

$$\Delta I = K.c; \quad (8)$$

Relația (8) arată că variația de intensitate luminoasă este practic, pentru valori mici ale concentrației c, direct proporțională cu concentrația c a mediului gazos controlat.

În relația (7) intervine I_0 : intensitatea luminoasă la intrarea în fiecare tub (de măsură sau de referință). Deoarece unghiul de incidență „i" între raza luminoasă și normala la suprafața de intrare a fiecărui tub este : $i = 0$ (figura 3) rezultă că, iluminarea la intrarea în tub E_0 se va exprima prin relația :

$$E_0 = \frac{I_0}{d_2^1}, \quad (9)$$

unde : d_1 este distanța de la centrul oglinzii la tub (fig. 3).

Deci utilizînd relația (9), relația (6) devine :

$$\Delta E = \frac{\Delta I}{d_1^2} = \frac{I_0}{d_1^2} . A.c.d, \quad (10)$$

sau :

$$\Delta E = E_0 . A.c.d. \quad (11)$$

Deoarece :

A = constant,
d = constant,

rezultă :

$$K_1 = A \cdot d = \text{constant}, \quad (12)$$

sau :

$$\Delta E = E_0 \cdot k1 \cdot c. \quad (13)$$

Dar, lampa electrică de excitare se alimentează de la un stabilizator de tensiune continuă ; după ce lampa electrică de excitare a intrat în funcționarea de regim stabilizat, curentul electric prin filamentul lămpii va fi constant și implicit va fi constant și fluxul luminos emis de lampa de excitare. Din aceste considerente, conform [1] rezultă că :

$$\Phi_0 = 4 \cdot \pi \cdot I_0. \quad (14)$$

Rezultă atunci că :

$$I_0 = \frac{\Phi_0}{4\pi} = \text{const}. \quad (15)$$

Deci :

$$E_0 = \frac{I_0}{d_1^2} = \text{const}. \quad (16)$$

căci și d_1 este constant.

Din relațiile (13) și (16) rezultă că variația de iluminare este proporțională cu concentrația de ceață de ulei în aer, adică :

$$\Delta E = K_E \cdot c; \quad (17)$$

relație care ne arată dependența liniară care se stabilește între variația de iluminare și concentrația de ceață de ulei de aer. ($K_E = E_0 \cdot K_1$).

Deoarece caracteristica tensiune fotovoltaică — iluminare, $E_F = f(E)$ arată conform figurii 4, se observă că în zona 0-A (din originea axelor de coordonate pînă la cotul curbei) se poate exprima dependența dintre E_F și E ca o dependență liniară.

Deci :

$$E_F = K_u \cdot E, \quad (18)$$

unde K_u = constantă de proporționalitate.

Deci, prin aplicarea tensiunilor fotovoltaice E_F ale celulei fotovoltaice de referință și ale celulei fotovoltaice de măsură în schema elec-

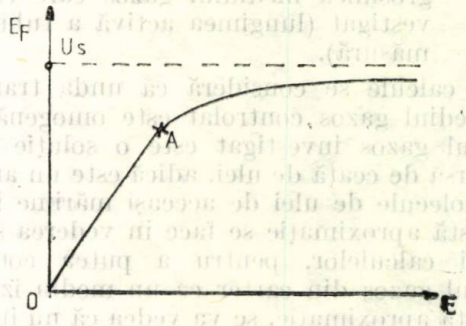


Fig. 4. Caracteristica tensiune fotovoltaică debitată—iluminare: $E_F = f(E)$ pentru o celulă fotovoltaică (principial).

tronică de conversie și măsură (care este un montaj în punte) va rezulta că :

$$\Delta E_F = k_u \cdot \Delta E. \quad (19)$$

Se poate concluziona deci că, curentul de măsură aplicat microampermetrului μA este proporțional (datorită existenței în schema electrică din figura 2 a rezistențelor electrice, care sînt elemente pasive de circuit) cu diferența ΔE_F de tensiune fotovoltaică a celor două celule fotovoltaice. Utilizînd deci relația (19) rezultă că, curentul electric Δi prin aparatul de măsură (microampermetru) are expresia :

$$\Delta i = k_i \cdot \Delta E_F = k_i \cdot k_u \cdot \Delta E ; \quad (20)$$

unde k_i este constantă de proporționalitate.

Înlocuind în (20) relația (17), rezultă :

$$\Delta i = k_E \cdot k_i \cdot k_u \cdot c. \quad (21)$$

În final se poate scrie :

$$\Delta i = k_c \cdot c, \quad (22)$$

unde k_c =constantă de proporționalitate.

Relația (22) arată că, curentul măsurat de aparatul de măsură al circuitului electronic de conversie și măsură este direct proporțional cu concentrația de ulei în aer, putîndu-se astfel trasa o curbă de etalonare a indicațiilor aparatului de măsură funcție de concentrația măsurată (cum de altfel s-a procedat la etalonarea detectorului de ceață de ulei din carterul motoarelor diesel navale, tip de nivel, cod DCU—1—NAV).

S-au stabilit aceste relații pentru că ele arată principiul detectorului de ceață de ulei din carterul motoarelor diesel navale — tipul de nivel — urmînd ca în continuare atenția să fie concentrată în dimensionarea schemei electrice de conversie și măsură, schemă care conține cele două celule fotovoltaice — de referință și de măsură —, stabilindu-se o metodă originală de dimensionare.

3. Calculul schemei electrice de conversie și măsură

Pentru calculul schemei din figura 2 se folosește schema electrică echivalentă din figura 5 (înlocuind celulele fotovoltaice de referință FCR și de măsură FCM cu schemele lor echivalente (conform [4] și [5]), rezultînd schema electrică din figura 5. Calculul schemei se face pentru regimul stabilizat. Cele două celule fotovoltaice fiind practic identice, iar :

Rs este rezistența serie a celulei fotovoltaice $\ll 1\Omega$, iar :

Rsh este rezistența paralel a celulei fotovoltaice $\gg 10^5\Omega$, rezultă că se pot neglija în calcule *Rs* și *Rsh*.

Analog, se va proceda cu dioda inversă D, neglijîndu-se și ea.

Se va nota rezistența internă a microampermetrului : $R_{\mu A} = Ra$.

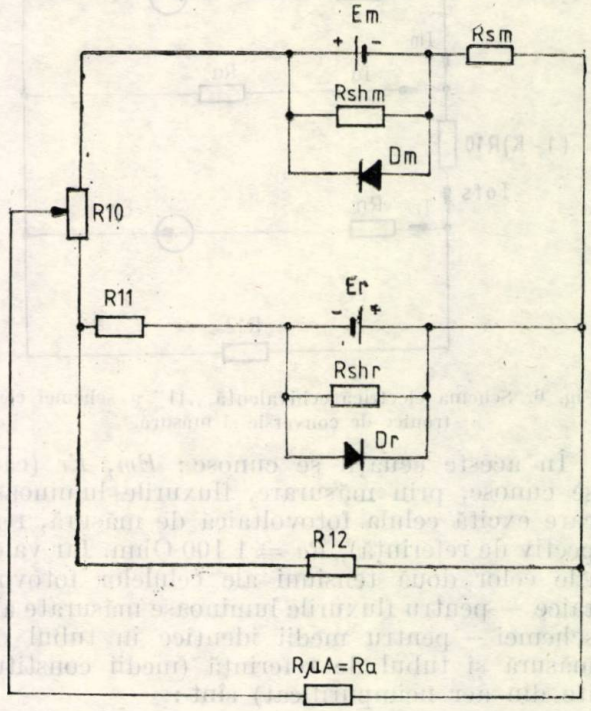


Fig. 5. Schema electrică echivalentă „I" a schemei electronice de conversie și măsură.

Plecînd de la aceste considerente, pentru schema prezentată în figura 5 se poate construi schema echivalentă din figura 6 (în care se consideră cursorul potențiometrului *R*10 pe o poziție oarecare între capetele sale) care împarte pe *R*10 în două rezistențe :

$$R10 = k.R10 + (1-k).R10, \quad 0 \leqslant k \leqslant 1. \quad (23)$$

Pentru rezolvarea circuitului, aplicîndu-se teoremele lui Kirchoff, se pot scrie următoarele ecuații :

$$Im + Ia = I\text{ofs}, \quad (24)$$

$$Ip + I\text{ofs} = Ir, \quad (25)$$

$$Em = k \cdot R10 \cdot Im - Ra \cdot Ia, \quad (26)$$

$$Er = R11 \cdot Ir + Ra \cdot Ia + (1-k) \cdot R_{10} \cdot I\text{ofs}, \quad (27)$$

$$Er = R11 \cdot Ir + R12 \cdot Ip. \quad (28)$$

Necunoscutele în acest sistem sînt curenții prezentați mai jos, care se calculează astfel :

Im este curentul prin celula fotovoltaică de măsură ;

Ir — curentul prin celula fotovoltaică de referință;

Ia — curentul prin aparatul de măsură;

$Iofs$ — curentul de offset (pentru corecții ale aparatului la indicația de zero);

Ip — curentul de prescriere al punctului de funcționare al schemei.

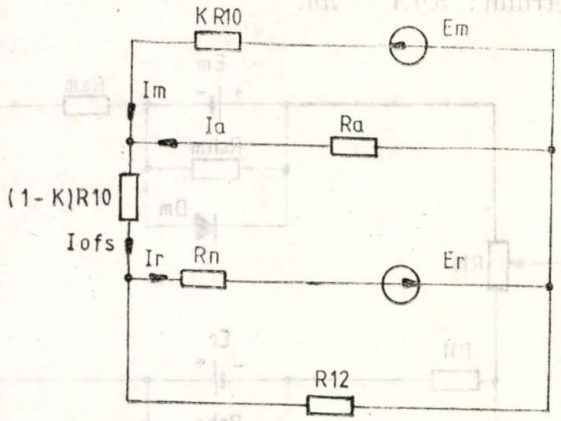


Fig. 6. Schema electrică echivalentă „II" a schemei electronice de conversie și măsură.

În aceste ecuații se cunosc: Em, Er (căci se cunosc, prin măsurare, fluxurile luminoase care excită celula fotovoltaică de măsură, respectiv de referință), $Ra = 1\,100$ Ohm. Iar valorile celor două tensiuni ale celulelor fotovoltaice — pentru fluxurile luminoase măsurate ale schemei — pentru medii identice în tubul de măsură și tubul de referință (medii constituite din aer neimpurificat) sînt:

$$Er = 0{,}1 \text{ V} \tag{29}$$

$$\text{și: } Em = 0{,}0488 \text{ V} \tag{30}.$$

Pentru că circuitul electronic de conversie și măsură este de fapt un circuit în punte, se alege:

$$k = 0.5 \tag{31}.$$

Pentru rezolvarea acestui sistem de ecuații, conform algoritmului de calcul propus, se procedează în felul următor:

— se aleg limitele de variație ale valorii rezistenței electrice $R10$; în plus se alege un pas de variație al rezistenței $R10$;

— se aleg limitele de variație ale valorii rezistenței electrice $R11$; apoi se alege un pas de variație pentru valoarea rezistenței $R11$.

— se aleg limitele de variație ale valorii rezistenței electrice $R12$; în plus se alege un pas de variație pentru valoarea rezistenței $R12$.

Rezolvarea sistemului de mai sus se face în programul de calcul cu ajutorul relațiilor de mai jos:

$$I_a = \frac{k \cdot R_{10} \cdot R_{12} E_r - [(1-k)R_{10} \cdot (R_{11} + R_{12}) + R_{11} \cdot R_{12}] \cdot E_m}{R_{10} \cdot R_a(R_{11} + R_{12}) + kR_{10} \cdot R_{11} \cdot R_{12} + R_{10}^2 \cdot k(1-k)(R_{11} + R_{12}) + R_{11} \cdot R_{12} \cdot R_a}; \tag{32}$$

$$I_m = \frac{E_m + R_a \cdot I_a}{k \cdot R_{10}}; \tag{33}$$

$$I_{ofs} = I_m + I_a; \tag{34}$$

$$I_r = \frac{E_r - R_a I_a - (1-k)R_{10} \cdot I_{ofs}}{R_{11}}; \tag{35}$$

$$I_p = \frac{E_r - R_{11} \cdot I_r}{R_{12}} \tag{36}$$

Programul de calcul întocmit pentru rezolvarea pe calculator a acestei probleme are în plus posibilitatea, dacă se dorește de către utilizatorul programului, de a realiza o „sortare" a curenților Im și Ir pentru încadrarea acestora în anumite limite și anume ca Im și Ir să nu depășească valorile maxime admise pentru curenții debitați de celulele fotovoltaice; adică:

$$Im < 2.5 \text{ mA} \tag{37}$$

și:

$$Ir < 2.5 \text{ mA}. \tag{38}$$

În cadrul calculului efectuat pe calculator, cu ajutorul programului de calcul care va fi prezentat în capitolul următor, se pot calcula curenții sistemului de ecuații aferent schemei propuse și pentru alte situații dorite de utilizatorul programului, și anume:

— pentru alte valori (de dezechilibru) ale E_r și Em (adică în cazul în care în tubul de măsură se află ceață de ulei, de o anumită concentrație).

— pentru alte seturi de domenii de variație și de pași ale rezistențelor electrice $R10$, $R11$, $R12$.

4. Programul de calcul al schemei electronice de conversie și măsură

Programul de calcul al schemei este scris în limbajul de programare FORTRAN—80 implementat pe calculatoarele JUNIOR — producție FEPER București și este prezentat în anexa 1 împreună cu toate subrutinele sale, în plus fiind prezentat și un mic program de listare la imprimantă a fișierelor de date editate în urma rulării unui program în limbaj FORTRAN-80, fișiere care sînt editate ca o singură linie de date, situație care cere, evident, programul de listare menționat mai sus.

5. Concluzii

În urma efectuării calculelor prin rularea programului pe un calculator JUNIOR, a rezultat că valorile optime pentru elementele de

Anexa 1

```
      PROGRAM DCU
C+++
C+++
C+++
C+++
C+++  ------------------------------------------------------------------
C+++
C+++   Program pentru studiul parametric al circuitului electronic de
C+++       conversie si masura pentru detectorul de ceata de ulei
C+++                          "DCU 1-NAV".
C+++
C+++  ------------------------------------------------------------------
C+++
C+++   Sectiunea declaratii si atribuiri
C+++
      LOGICAL FLAG
      BYTE ESC1(2),ERASC(2),ERALI,X,Y,X1,X2,XM1,X1M1,X2M1,ERAEN
     1  ,LINE(121),BEL,BS,FF,CL,NAMED(11),NAMER(11),REZ(3),DAT(3)
      DIMENSION IMIN(5),IMAX(5),VARMIN(5),VARMAX(5),PAS(5)
      REAL IP,IR,IOFS,IA,IM,IMIN,IMAX,K
      INTEGER NPASI(5)
      EQUIVALENCE (NPAS1,NPASI(1)),(NPAS2,NPASI(2)),(NPAS3,NPASI(3)),
     1            (NPAS4,NPASI(4)),(NPAS5,NPASI(5))
      DATA ESC1,ERASC,ERALI,X,Y,ERAEN/Z'1B','1',Z'1B','I',Z'16',
     1     42,32,Z'17'/,BEL/Z'07'/,BS/Z'08'/,FF,CL/12,14/
     2     ,DAT,REZ/'D','A','T','R','E','Z'/
C+++
C+++   Sectiunea asignari
C+++
      CALL OPEN(6,'DCU     REZ',0)
      CALL OPEN(7,'DCU     DAT',0)
C+++
C+++   " Exista fisier de date ? "
C+++
      WRITE(1,41000) ERASC,ESC1,X,Y
      CALL RYN(LANS,79,32)
      X=62
C+++
C+++   Sectiunea achizitie date de la utilizator
C+++
      WRITE(1,21000) ERASC,ESC1,X,Y
      Y=35
      WRITE(1,21001) ESC1,X,Y
C+++
C+++   Setare linii/coloane pentru conversatie
C+++
      X=63
      XM1=63
      X1=83
      X1M1=83
      X2=103
      X2M1=103
C+++
C+++   Ramificatie citire curenti
C+++
      GO TO (8,2,1000) ,LANS
2     CONTINUE
C+++
C+++   Achizitie curenti de la terminal
C+++
         DO 7 J=1,5

            Y=38+J
5           WRITE(1,21005) ESC1,X,Y,ERALI,ESC1,X,Y
            READ(1,11005,ERR=5) IMIN(J)
6           WRITE(1,21005) ESC1,X1,Y,ERALI,ESC1,X1,Y
            READ(1,11005,ERR=6) IMAX(J)
            WRITE(7,27007) IMIN(J),IMAX(J)
7        CONTINUE
         GO TO 11
8     CONTINUE
C+++
C+++   Achizitie curenti din fisier de date
C+++
         DO 9 J=1,5
            READ(7,17007) IMIN(J),IMAX(J)
            Y=38+J
            WRITE(1,21010) ESC1,X,Y,IMIN(J),ESC1,X1,Y,IMAX(J)
9        CONTINUE
C+++
C+++   Achizitie rezistente
C+++
11    CONTINUE
      DO 20 J=1,3
         Y=43+J
15       WRITE(1,21005) ESC1,X,Y,ERALI,ESC1,X,Y
         READ(1,11005,ERR=15) VARMIN(J)
16       WRITE(1,21005) ESC1,X1,Y,ERALI,ESC1,X1,Y
         READ(1,11005,ERR=16) VARMAX(J)
17       WRITE(1,21005) ESC1,X2,Y,ERALI,ESC1,X2,Y
         READ(1,11027,ERR=17) NPASI(J)
20    CONTINUE
      Y=47
      WRITE(1,21005) ESC1,X,Y,ERALI,ESC1,X,Y
      READ(1,11005) RA
C+++
C+++   Achizitie tensiuni si constanta "K"
C+++
      Y=48
25    WRITE(1,21005) ESC1,X,Y,ERALI,ESC1,X,Y
      READ(1,11025,ERR=25) VARMIN(4)
      WRITE(1,21005) ESC1,X1,Y,ERALI,ESC1,X1,Y
      READ(1,11025) VARMAX(4)
      WRITE(1,21005) ESC1,X2,Y,ERALI,ESC1,X2,Y
      READ(1,11027) NPASI(4)
      Y=49
26    WRITE(1,21005) ESC1,X,Y,ERALI,ESC1,X,Y
      READ(1,11025,ERR=26) VARMIN(5)
      WRITE(1,21005) ESC1,X1,Y,ERALI,ESC1,X1,Y
      READ(1,11025) VARMAX(5)
      WRITE(1,21005) ESC1,X2,Y,ERALI,ESC1,X2,Y
      READ(1,11027) NPASI(5)
      Y=50
27    WRITE(1,21005) ESC1,X,Y,ERALI,ESC1,X,Y
      READ(1,11025,ERR=27) K
      X=62
      Y=52
C+++
C+++   " Cu selectia curentilor ? "
C+++
      WRITE(1,21029) ESC1,X,Y
      CALL RYN(LANS,95,52)
      GO TO (28,27,1000),LANS
28    CONTINUE
C+++
C+++      " Da "
C+++
         FLAG=.TRUE.
         GO TO 30
29    CONTINUE
C+++
C+++      " Nu "
         FLAG=.FALSE.
30    CONTINUE
C+++
C+++   Numarul total de cazuri
C+++
      CAZTO=FLOAT(NPASI(1))*FLOAT(NPASI(2))*FLOAT(NPASI(3))*
     1      FLOAT(NPASI(4))*FLOAT(NPASI(5))
      WRITE(1,21028) ESC1,X,Y,CAZTO
C+++
C+++   Scriere date initiale in fisierul de rezultate
C+++
      WRITE(6,26025) FF,CL,IMIN(1),IMAX(1),IMIN(2),IMAX(2),IMIN(3),
     1               IMAX(3),IMIN(4),IMAX(4),IMIN(5),IMAX(5),
     3               VARMIN(1),VARMAX(1),NPASI(1),VARMIN(2),VARMAX(2),
     4               NPASI(2),VARMIN(3),VARMAX(3),NPASI(3),RA,VARMIN(4),
     5               VARMAX(4),NPASI(4),VARMIN(5),VARMAX(5),NPASI(5),K
C+++
C+++   Scalare curenti
C+++
      DO 31 J=1,5
         IMIN(J)=IMIN(J)/1.E6
         IMAX(J)=IMAX(J)/1.E6
31    CONTINUE
C+++
C+++   Determinare pasi pe rezistente si tensiuni
C+++
      DO 32 J=1,5
         IF(NPASI(J).NE.1) PAS(J)=(VARMAX(J)-VARMIN(J))/(NPASI(J)-1)
         IF(NPASI(J).EQ.1) PAS(J)=0.
32    CONTINUE
C+++
C+++   Initializare contor cazuri favorabile
C+++
      CONT=0.
C+++
C+++   Executie cicluri calcule
C+++
      X=67
      Y=55
      IF(K.EQ.0.) K=1.E-30
      DO 60 J=1,NPAS1
         R10=VARMIN(1)+(J-1)*PAS(1)
         IF(R10.EQ.0.) R10=1.E-30
         DO 50 I=1,NPAS2
            R11=VARMIN(2)+(I-1)*PAS(2)
            IF(R11.EQ.0.) R11=1.E-30
            DO 40 M=1,NPAS3
               R12=VARMIN(3)+(M-1)*PAS(3)
               IF(R12.EQ.0.) R12=1.E-30
               R11PR1=R11+R12
               DO 37 N=1,NPAS4
                  ER=VARMIN(4)+(N-1)*PAS(4)

                  DO 35 N1=1,NPAS5
                     EM=VARMIN(5)+(N1-1)*PAS(5)
                     CAZCU=FLOAT((J-1)*NPAS2*NPAS3)*FLOAT(NPAS4*NPAS5)
     1                    +FLOAT((I-1)*NPAS3)*FLOAT(NPAS4*NPAS5)
     2                    +FLOAT((M-1)*NPAS4*NPAS5)
     3                    +FLOAT((N-1)*NPAS5)
     4                    +FLOAT(N1)
                     WRITE(1,21035) ESC1,X,Y,CAZCU
                     IA=(K*R10*R12*ER-((1.-K)*R10*R11PR1+R11*R12)*
     1                  EM)/(R10*RA*R11PR1+K*R10*R11*R12+K*(1.-K)*
     2                  R10**2*R11PR1+R11*R12*RA)
                     IF(FLAG.AND.(IA.LT.IMIN(4).OR.IA.GT.IMAX(4)))
     1                  GO TO 35
                     IM=(EM+IA*RA)/K/R10
                     IF(FLAG.AND.(IM.LT.IMIN(5).OR.IM.GT.IMAX(5)))
     1                  GO TO 35
                     IOFS=IM+IA
                     IF(FLAG.AND.(IOFS.LT.IMIN(3).OR.IOFS.GT.IMAX(3)))
     1                  GO TO 35
                     IR=(ER-RA*IA-(1.-K)*R10*IOFS)/R11
                     IF(FLAG.AND.(IR.LT.IMIN(2).OR.IR.GT.IMAX(2)))
     1                  GO TO 35
                     IP=(ER-R11*IR)/R12
                     IF(FLAG.AND.(IP.LT.IMIN(1).OR.IP.GT.IMAX(1)))
     1                  GO TO 35
                     CONT=CONT+1.
                     WRITE(6,26035) IP,IR,IOFS,IA,IM,R10,R11,R12,EM,ER
35                CONTINUE
37             CONTINUE
40          CONTINUE
50       CONTINUE
60    CONTINUE
C+++
C+++   Anunt incheiere executie
C+++
      X=32
      Y=51
      X1=52
      X2=52
      X1M1=84
      X2M1=54
C+++
C+++   " Tipariti ? "
C+++
      WRITE(1,21060) ESC1,X,Y,ERAEN,ESC1,X1,X2,CONT
      CALL RYN(LANS,85,X2M1)
      GO TO (80,100,1000),LANS
80    CONTINUE
C+++
C+++      " Da "
C+++
         REWIND 6
85       READ(6,16085,END=90) LINE
         WRITE(2,26085) LINE
         GO TO 85
90       ENDFILE 6
         CALL OPEN(6,'DCU     REZ',0)
C+++
C+++      " Nu "
C+++
100   CONTINUE
```

```
C+++
C+++      Continuati ?
C+++
          X2M1=54
          WRITE(1,21100)ESC1,X,X2M1,BS
          CALL RYN(LANS,85,X2M1)
          GO TO (115,1000,1000),LANS
  115     CONTINUE
C+++
C+++        " Da " - Pregatire ecran pentru o noua achizitie
C+++
            X=32
            X1=63
            DO 116 J=52,55
               Y=J
               WRITE(1,21114) ESC1,X,Y
  116       CONTINUE
            DO 120 J=44,50
               Y=J
               WRITE(1,21117) ESC1,X1,Y
  120       CONTINUE
            DO 125 J=1,5
               IMIN(J)=IMIN(J)*1.E6
               IMAX(J)=IMAX(J)*1.E6
  125       CONTINUE
            X=63
            X1=83
            X2=103
            GO TO 11
 1000     CONTINUE
C+++
C+++        " Nu " - Terminare program
C+++
            WRITE(1,21115) ERASC
            STOP - DCU
C+++
C+++     Sectiunea FORMATE
C+++
 11005   FORMAT(F7.2)
 11025   FORMAT(F7.4)
 11027   FORMAT(I3)
 16085   FORMAT(121A1)
 17007   FORMAT(2F13.6)
 21000   FORMAT('+',6A1,'*** DCU 1-NAV ***')
 21001   FORMAT('+',4A1,'DATELE INITIALE'//30X,'MINIM',13X,'MAXIM',
     1   15X,'NR.PASI'//
     1            ' CURENTUL   "IP"   [A*1.E-6]'/
     2            ' CURENTUL   "IR"   [A*1.E-6]'/
     3            ' CURENTUL   "IOFS" [A*1.E-6]'/
     4            ' CURENTUL   "IA"   [A*1.E-6]'/
     5            ' CURENTUL   "IM"   [A*1.E-6]'/
     6            ' REZISTENTA "R10"  [OHM]'/
     7            ' REZISTENTA "R11"  [OHM]'/
     8            ' REZISTENTA "R12"  [OHM]'/
     8            ' REZISTENTA "RA"   [OHM]'/
     9            ' TENSIUNEA  "ER"   [V]'/
     1            ' TENSIUNEA  "EM"   [V]'/
     2            ' CONSTANTA  "K"    [-]')
 21005   FORMAT('+',5A1,'?',4A1)
 21010   FORMAT('+',4A1,F7.2,4A1,F7.2)
 21020   FORMAT('+',4A1,'ASTEPTATI EXECUTIA CALCULELOR !
     1          36X,'CAZ CURENT',8X,'TOTAL CAZURI'/56X,F7.0)
 21029   FORMAT('+',4A1,'CU SELECTIA CURENTILOR ? [Y/N] : ')
 21035   FORMAT('+',4A1,F7.0)
 21060   FORMAT('+',9A1,'EXECUTIA INCHEIATA. FISIER DE REZULTATE
     1          ': "DCU .REZ"'/30X,'CAZURI GASITE :',F7.0/
     2          30X,'TIPARITI ?      [Y/N] : ')
 21100   FORMAT('+',4A1,29X,'ALTA VARIANTA ? [Y/N] :  ',A1)
 21115   FORMAT('+',5A1)
 21116   FORMAT('+',4A1,
     1   ,
 21117   FORMAT('+',4A1,'
 26025   FORMAT('+',2A1,5X,'*** PROGRAMUL "DCU 1-NAV" - LISTING',
     1          ' DE IESIRE ***'///40X,'DATELE INITIALE'//
     2          35X,'MINIM',15X,'MAXIM',10X,'NR.PASI'//
     1          ' CURENTUL   "IP"   [A*1.E-6]',5X,F7.2,13X,F7.2/
     2          ' CURENTUL   "IR"   [A*1.E-6]',5X,F7.2,13X,F7.2/
     3          ' CURENTUL   "IOFS" [A*1.E-6]',5X,F7.2,13X,F7.2/
     4          ' CURENTUL   "IA"   [A*1.E-6]',5X,F7.2,13X,F7.2/
     5          ' CURENTUL   "IM"   [A*1.E-6]',5X,F7.2,13X,F7.2/
     6          ' REZISTENTA "R10"  [OHM]',9X,F7.2,13X,F7.2,13X,I2/
     7          ' REZISTENTA "R11"  [OHM]',9X,F7.2,13X,F7.2,13X,I2/
     8          ' REZISTENTA "R12"  [OHM]',9X,F7.2,13X,F7.2,13X,I2/
     8          ' REZISTENTA "RA"   [OHM]',9X,F7.2/
     9          ' TENSIUNEA  "ER"   [V]',11X,F7.4,13X,F7.4,13X,I2/
     1          ' TENSIUNEA  "EM"   [V]',11X,F7.4,13X,F7.4,13X,I2/
     2          ' CONSTANTA  "K"    [-]',11X,F7.4/////
     2          2X,'IP [A]',6X,'IR [A]',6X,'IOFS [A]',4X,'IA [A]',
     3          6X,'IM [A]',6X,'R10 [OHM]',3X,'R11 [OHM]',3X,
     4          'R12 [OHM]',3X,'EM [V]',6X,'ER [V]'/121('=')/)
 26035   FORMAT(10G12.5/121('-'))
 26085   FORMAT(1X,121A1)
 C21086  FORMAT(1X,121('-'))
 27007   FORMAT(1X,2F13.6)
 41000   FORMAT('+',6A1,'EXISTA FISIERUL "DCU .DAT" ? [Y/N] : ')
C+++
         END
```



```
         SUBROUTINE RYN (LANS,NCOL,NLIN)
C+++
C+++
C+++
C+++  ------------------------------------------------------------------
C+++
C+++  SCOP       : Citirea raspunsului "Y" sau "N" de la TTY
C+++  LUN        : 1
C+++  PARAMETRII  : LANS = 1 - "Y"
C+++                       2 - "N"
C+++                       3 - "E"
C+++               NLIN = Numar linie pt. retur la eroare
C+++               NCOL = Numar coloana pt. retur la eroare
C+++
C+++  ------------------------------------------------------------------
C+++
C+++  Sectiunea declaratii de tip si atribuiri
C+++
         BYTE ESC,BEL,NCOL,NLIN,ANS,X,Y,ERA,YES,NO,EX,BS
         DATA ESC,BEL,ERA,X,Y/Z'1B',Z'07',Z'16',32,55/,YES,NO,EX/'Y',
                              'N','E'/,BS/Z'08'/
C+++
C+++  Citirea raspunsului de la terminal
C+++
 10      READ(1,11010) ANS
C+++
C+++  Raspunsul este "Y"
C+++
         IF(ANS.NE.YES) GO TO 20
            LANS=1
            WRITE(1,21010) ESC,X,Y,ERA
            RETURN
C+++
C+++  Raspunsul este "N"
C+++
 20      IF(ANS.NE.NO) GO TO 30
            LANS=2
            WRITE(1,21010) ESC,X,Y,ERA
            RETURN
C+++
C+++  Raspunsul este "E"
C+++
 30      IF(ANS.NE.EX) GO TO 40
            LANS=3
            WRITE(1,21010) ESC,X,Y,ERA
            RETURN
C+++
C+++  Raspunsul este eronat
C+++
 40      WRITE(1,21030)BEL,ESC,X,Y,ESC,NCOL,NLIN,BS,BS,BS
         GO TO 10
C+++
C+++  Sectiunea FORMATE
C+++
 11010   FORMAT(A1)
 21010   FORMAT('+',A1,'1',3A1)
 21030   FORMAT('+',2A1,'1',2A1,'Raspundeti "Y", "N" sau "E" !',
     1   A1,'1',2A1,'  ',3A1)
C+++
         END
```

```
         PROGRAM PRINT
C+++
C+++
C+++
C+++
C+++  ------------------------------------------------------------------
C+++
C+++  Program pentru tiparirea la imprimanta a oricarui fisier
C+++        rezultat in urma rularii unui program FORTRAN
C+++
C+++  ------------------------------------------------------------------
C+++
C+++  Sectiunea declaratii si atribuiri
C+++
         BYTE ERASC(2),ESC1(2),NAME(11),EXT(3),X,Y,LINE(125)
         DATA ERASC,ESC1/27,'I',27,'1'/X,Y/52,32/
C+++
C+++  " Nume fisier
C+++
         WRITE(1,21000) ERASC,ESC1,X,Y
         READ(1,11000) NAME
C+++
C+++  " Extensia "
C+++
         Y=Y+1
         X=X+3
         WRITE(1,21001) ESC1,X,Y
 21001   FORMAT('+',4A1,'EXTENSIA : ')
         READ(1,11000) EXT
         DO 10 J=1,3
            NAME(J+8)=EXT(J)
 10      CONTINUE
C+++
C+++  Deschidere fisier
C+++
         CALL OPEN(6,NAME,0)
C+++
C+++  Tiparire
C+++
 20      CONTINUE
            READ(6,26020,END=30) LINE
            WRITE(2,22020) LINE
            GO TO 20
 30      STOP PRINT
C+++
C+++  Sectiunea FORMATE
C+++
 11000   FORMAT(11A1)
 21000   FORMAT('+',6A1,' NUME FISIER : ')
 22020   FORMAT(1X,127A1)
 26020   FORMAT(127A1)
C+++
         END
```

circuit ale schemei (rezistențele electrice $R10$ $R11$, $R12$) sînt următoarele:

$$R10 = 50 \text{ Ohm}, \quad (39)$$

$$R11 = 47 \text{ Ohm}, \quad (40)$$

$$R12 = 100 \text{ Ohm}. \quad (41)$$

De menționat că detectorul de ceață de ulei — tip de nivel — cod DCU-1-NAV, omologat în faza de prototip la I.N.M.T. București, are ca valori pentru rezistențele $R10$ $R11$, $R12$, valorile prezentate mai sus.

Se subliniază faptul că prin calcul s-au obținut și alte variante de triplete de valori ale $R10$, $R11$, $R12$, dar s-a ales, ca cea mai potrivită, tripleta de valori ale $R10$, $R11$, $R12$ din relațiile (39), (40), (41), în plus acest set de valori îndeplinind și condiția de încadrare a valorilor curenților Im și Ir sub valorile maxime admisibile ale curenților debitați de celulele fotovoltaice.

Metodica de calcul a schemelor electrice cu celule fotovoltaice propusă prin prezenta lucrare este numai un început în acest domeniu, cum de altfel este un început și abordarea mai generală, a sistemelor de măsură a coeficientului de transmisie al luminii prin medii fluide, această lucrare pornind de la cazul particular de măsurare a concentrației în miligrame de ulei la litrul de aer, a mediului gazos din carterul motoarelor diesel navale.

Detectorul de ceață de ulei din carterul motoarelor diesel navale, cod DCU-1-NAV, care a fost realizat de I.N.M.T. București pentru I.C.M. Reșița, funcționează în prezent cu bune rezultate la beneficiar.

În cadrul I.N.M.T. București sînt în prezent preocupări în acest domeniu, în două direcții, și anume:

A — de a realiza, tot la cererea I.C.M. Reșița, o altă variantă de detector de ceață de ulei, cu un domeniu de măsură mult extins — pînă la 1,5 mg ulei/litrul de aer.

B — de a realiza un sistem de măsură optoelectronic cu precizie mult sporită, prin utizarea fasciculelor laser.

Bibliografie

[1] *Brătescu, G. G.* Optică, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1982.

[2] *Ditchburn, R. W.* Light, Blackie and Son, Londra, 1963.

[3] *Driscoll, W.* (editor) — Handbook of Optics, Mc Geaw Hill, New York, 1978.

[4] *Fonash, S. J.* Solar Cell Devices Physics, Acad. Press, New York, 1981.

[5] *Hovell, H. J.* Solar Cells (in: Semiconductors and Semimetals), Acad. Press, New York, 1975.

[6] *Iova, I.* Elemente de optică aplicată, Editura Științifică și Enciclopedică, București, 1977.

[7] *Lipson, S. G., Lipson, H.* Optical Physics, Univ. Press, Cambridge, 1969.

[8] *Moisil, G.* Fizică pentru ingineri, Editura Tehnică, București, 1967.

[9] *Nan, S., Munteanu, I., Băluță, Gh.* Dispozitive fotonice cu semiconductori, Editura Tehnică, București, 1986.

[10] *Spînulescu, I.* Celule solare, Editura științifică și enciclopedică, București, 1983.

CZ 621.313.333:621.2.029

MOTOR ASINCRON
CURENT DREPTUNGHIULAR
FRECVENȚĂ DE ALUNECARE

Metodă de măsură analogică a frecvenței rotorice de alunecare pentru motoare asincrone alimentate cu undă dreptunghiulară de curent

VLADIMIR-VIOREL GHIȚĂ* — BUCUREȘTI

Introducere

În schemele de acționare cu viteză variabilă reglată cu motoare asincrone, alimentate de la convertizoare statice de frecvență și curent imprimat dreptunghiular [1], pentru controlul cuplului, respectiv a punctului de funcționare pe zona stabilă a caracteristicii mecanice la curent constant [2], este necesară măsura frecvenței rotorice de alunecare f_2 (figura 1).

Frecvența rotorică de alunecare f_2 reprezintă o măsură a căderii de turație în sarcină pe zona stabilă a caracteristicii mecanice, respectiv o măsură a încărcării în cuplu a mașinii și anume:

$$\Delta n = n_s - n = n_s \cdot \frac{f_2}{f_1} = \frac{60 \cdot f_1}{P} \cdot \frac{f_2}{f_1} = \frac{60}{P} \cdot f_2,$$

unde: n_s este turația de sincronism la frecvența f_1;
f_1 — frecvența statorică (variabilă);
f_2 — frecvența rotorică de alunecare;
p — numărul de perechi de poli.

* Institutul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Electrotehnică — București.

Evaluarea încărcării prin măsura frecvenței rotorice de alunecare f_2 este utilă, de asemenea, deoarece în cazul alimentării în curent a motorului asincron o caracteristică de acționare de

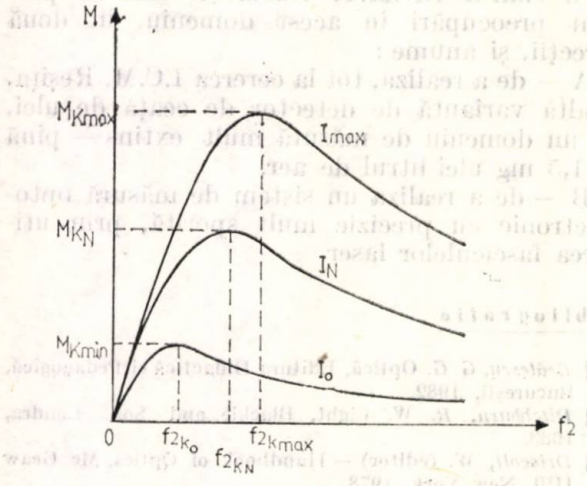


Fig. 1

cuplu constant, la turație variabilă, similară motorului de curent continuu, conduce la necesitatea realizării unei corelări a curentului funcție de frecvența rotorică de alunecare de tipul [3]:

$$I_1 = f(f_2).$$

În lucrare se prezintă o metodă de sesizare a încărcării prin măsura frecvenței rotorice de alunecare f_2 obținută prin prelucrarea analogică a unor mărimi electrice măsurabile în convertizorul de frecvență variabilă și curent imprimat și a unora din constantele mașinii calculabile și verificate prin metode de încercări specifice.

Se obține, în final, o măsură de tip analogic a încărcării, utilizabilă în scheme de acționare cu motor asincron cu turație variabilă.

Se va ține seama, în continuare, că acest tip de convertizor furnizează o undă de tensiune sinusoidală și o undă de curent dreptunghiulară cu conținut în fundamentală de 95,6% [4] (figura 2).

Valoarea eficace a fundamentalei, în cazul unei filtrări ideale a curentului este, în relație strictă cu valoarea curentului din circuitul intermediar de c.c:

$$Ief_1 = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot Id \cong 0{,}78 \cdot Id.$$

Metoda prezintă avantajul unei măsuri rapide indiferent de frecvența de lucru, față de metodele digitale care, deși mai precise necesită timp de calcul.

1. Evaluarea unghiului de defazaj

Considerînd că efectul electromecanic (cuplul) al mașinii asincrone, alimentate ca mai sus, este dat de fundamentala undei de alimentare, factorul de putere este dat de cosinusul unghiului de defazaj, realizat de impedanța mașinii, a cărei schemă echivalentă pe fază (conexiune stea) este cea cunoscută (figura 3).

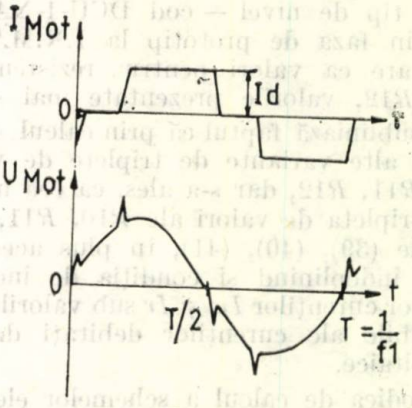


Fig. 2

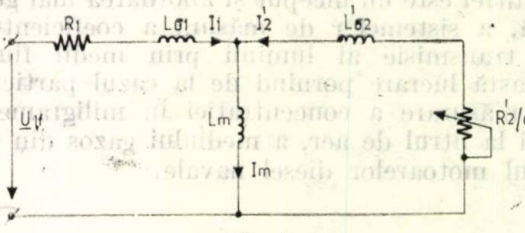


Fig. 3

Notînd cu Z_M impedanța echivalentă serie pe fază a mașinii se obține:

$$Z_M = R_1 + j\omega_1 L_{\sigma 1} + \frac{j\omega_1 Lm(R'_2/a + j\omega_1 L'_{\sigma 2})}{R'_2/a + j\omega_1(Lm + L'_{\sigma 2})} =$$

$$= Re(f_1, f_2) + jIm(f_1, f_2) = Z_M \cdot e^{j\varphi_1},$$

unde:

$$Re(f_1, f_2) = R_1 + \frac{4\pi^2 L^2 m f_1 f_2 R'_2}{R'^2_2 + 4\pi^2(Lm + L'_{\sigma 2})^2 f_2^2},$$

$$Im(f_1, f_2) = 2\pi f_1 \left[L_{\sigma 1} + L'_{\sigma 2} + \right.$$

$$\left. \frac{R'^2_2(Lm - L'_{\sigma 2}) - 4\pi^2 L'_{\sigma 2} f_2^2 (Lm + L'_{\sigma 2})}{R'^2_2 + 4\pi^2(Lm + L'_{\sigma 2})^2 f_2^2} \right],$$

$$a = f_2/f_1,$$

$$\varphi_1 = \operatorname{arctg} \frac{Im(f_1, f_2)}{Re(f_1, f_2)}.$$

În cazul alimentării în maniera descrisă, se va ține seama că în expresiile de mai sus se pot face neglijările:

a) $R_1, L_{\sigma 1}$ — în cazul alimentării de la sursă de curent nu mai apar în schema echivalentă [5];

b) $L_{\sigma 1} + L'_{\sigma 2} \ll Lm$ — în cazul alimentării de la sursă de curent întrefierul este mărit [6], astfel că mașina lucrează pe zona liniară a caracteristicii de magnetizare;

c) $a \ll 1$ — deoarece caracteristica mecanică la curent constant a mașinii este mult mai dură decît la alimentarea de la sursă de tensiune.

În aceste condiții rezultă:

$$\varphi_1 = \operatorname{arctg} \frac{R'_2}{2\pi Lm f_2},$$

$$\text{sau } \operatorname{tg}\varphi_1 = \frac{R'_2}{2\pi Lm f_2} = \frac{K\varphi}{f_2}, \quad (1)$$

$$\text{unde } K\varphi = \frac{R'_2}{2\pi Lm}.$$

Pe de altă parte, evaluarea unghiului de defazaj se poate face prin factorul de putere care se obține din bilanțul de puteri active, la intrarea în invertor (în circuitul intermediar de c.c.) și cea de la ieșirea din invertor (la bornele mașinii) scrisă în c.a. pentru fundamentală (figura 4).

$$Pd = Ud \cdot Id,$$

$$Pef = \sqrt{3} Uef \cdot \cos\varphi_1.$$

Considerînd o filtrare perfectă a curentului în circuitul intermediar precum și faptul că numai fundamentala undelor de alimentare contribuie la realizarea cuplului în mașină, luînd în considerare randamentul invertorului, se poate scrie:

$$\eta_{\text{inv.}} \cdot Pd = P_M,$$

$$\eta_{\text{inv.}} \cdot Ud \cdot Id = \sqrt{3} U_{ef} \cdot I_{ef} \cdot \cos\varphi.$$

Rezultă:

$$\cos\varphi = \frac{\pi}{3\sqrt{2}} \eta_{\text{inv.}} \frac{Ud}{U_{ef}} = K_u \frac{Ud}{Uef} \quad (2)$$

unde: $K_u = \frac{\pi}{3\sqrt{2}} \eta_{\text{inv.}} = 0{,}742\, \eta_{\text{inv.}}$

2. Evaluarea frecvenței rotorice de alunecare

Utilizînd relațiile (1) și (2) obținute mai sus și pe baza relațiilor trigonometrice cunoscute, se poate extrage o relație de evaluare a frecvenței rotorice de alunecare f_2:

$$\frac{K\varphi}{f_2} = \frac{\sqrt{1 - K_u^2 \cdot \left(\frac{Ud}{Uef}\right)^2}}{K_u \left(\frac{Ud}{Uef}\right)},$$

$$f_2 = \frac{K\varphi \cdot K_u \cdot \frac{Ud}{Uef}}{\sqrt{1 - K_u^2 \cdot \left(\frac{Ud}{Uef}\right)^2}} = \frac{K\varphi \cdot K_u \cdot Ud}{\sqrt{U_{ef}^2 - K_u^2 \cdot U_d^2}}. \quad (3)$$

Se observă că, evaluarea lui f_2 se face după o relație care cuprinde o constantă K_u, care depinde de randamentul invertorului o constantă care depinde de rezistența rotorică și inductivitatea de magnetizare K_φ, și două tensiuni măsurabile și anume cea de c.c. la intrare în invertor, și cea de c.a. eficace a fundamentalei la ieșirea din invertor.

Tensiunile Ud și Uef sînt măsurate prin traductoare cu separare galvanică, furnizînd semnale în gama standard 0÷10 V c.c.

Implementarea expresiei (3) cu dispozitive de calcul analogic se poate face după o schemă ca în figura 5.

Se observă că pentru ca expresia de sub radical să fie pozitivă:

$$U_{ef}^2 - U_d^2 K_u^2 > 0,$$

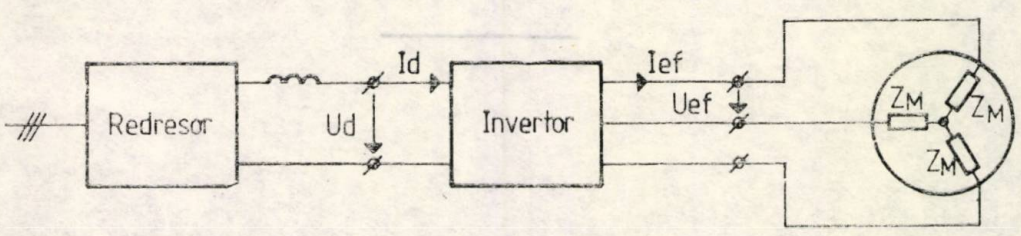


Fig. 4

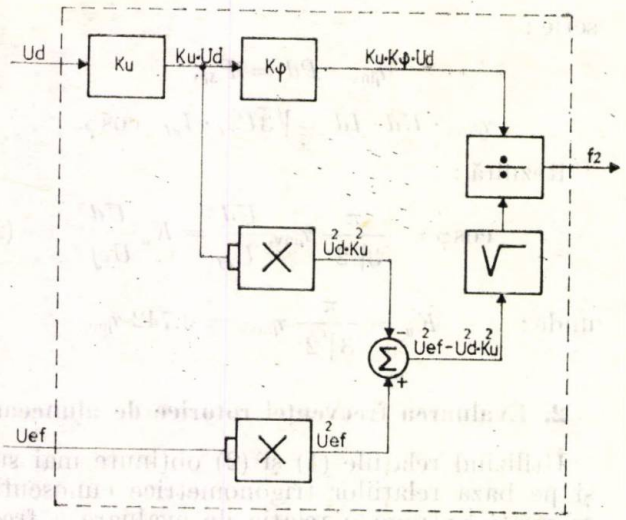


Fig. 5

se impune existența unui raport între valorile maxime ale celor două semnale dat de constanta K_u, care în cazul unui invertor ideal ($\eta = 1$) este $K_u = 0{,}742$. Deci, pentru o gamă de $0 \div 10$ V a semnalului Ud trebuie astfel reglat semnalul Uef încît să aibă gama $0 \div 7{,}42$ V.

Blocurile care stabilesc constantele Ku, $K\varphi$ și diferențiatorul sînt realizate cu amplificatoare operaționale β M741.

Blocurile de ridicare la pătrat, împărțire și extragere a rădăcinii sînt realizate cu circuite βA726 în combinație cu βM108(208, 308), respectiv βM301 [8].

Se observă că semnul semnalului Ud, pozitiv pentru regim de motor, și negativ pentru regim de generator (suprasincron), dă semnul mărimii de ieșire f_2 care corespunde alunecării în regim de motor, respectiv generator, rezultînd o caracteristică în cadranele I și III, independent de sensul de rotație.

Dacă în prima formă a expresiei (3) se neglijează, în raport cu 1, termenul doi de sub radical, se obține o expresie simplă care reprezintă o aproximare a expresiei (3) printr-o operație de împărțire a celor două tensiuni, înmulțite cu o constantă. Modelarea mai simplă și mai puțin exactă, corectată pe zona valorilor de lucru cu ajutorul constantei (factorul total de amplificare) este totuși suficientă în multe aplicații, deoarece aproximarea se face printr-o oarecare supraevaluare a încărcării, iar bucla de alunecare este inclusă unei bucle de frecvență sau de turație care dă precizia reglării, și a acționării în ansamblu.

3. Concluzii

Pe baza unui algoritm obținut prin analiza impedanței în complex a mașinii asincrone, a bilanțului de puteri active pe ansamblul convertizor-mașină și pe baza unor relații de dependență și neglijare, proprii convertizoarelor de frecvență variabilă cu undă dreptunghiulară de curent, se poate sintetiza un dispozitiv de măsură a încărcării prin calcul analogic al frecvenței rotorice de alunecare.

Relația de calcul necesită cunoașterea parametrilor mașinii și măsura a două semnale de tensiune și anume cea de c.c. la intrarea, respectiv cea de c.a. la ieșirea din invertor.

Implementarea este realizată cu circuite integrate liniare de fabricație românească.

Dispozitivul este util în schemele de acționare cu motor asincron cu rotor în scurtcircuit, cu viteză variabilă reglată, alimentat de la convertizor de frecvență variabilă cu undă dreptunghiulară de curent, ca dispozitiv de măsură a încărcării, fără să fie necesară utilizarea de informație de turație de la traductor analogic sau digital cuplat la ax.

Bibliografie

[1] *Ghiță, V. V.* Variable-frequency/current-source fed induction motor control. Proceedings of INCEMADS'86 Conference. Eforie Nord, Romania, sept. 1986.

[2] *Heumann, K., Jordan, K. G.* Das Verhalten des Käfigläufermotors bei veränderlicher Speise frequenz und Stromregelung. AEG-Mitteilungen 54 (1964) 1/2.

[3] *Schönung, A., Stemmler, H.* Geregelter Drehstrom-Umkehrantrieb mit gesteuerten Umrichter nach dem Unterschwingungsverfahren. BBC-Nachrichten, dec 1964.

[4] *Klautschek, H.* Das Verhalten der Induktionsmachine bei Speisung über Strom-Zwischenkreis-Umrichter. ETZ -A Bd. 95, 1975, H. 4.

[5] *Yamamura, S.* AC motors for high performance applications. Marcel Dekker Inc. New York 1986.

[6] *Auinger, H.* Einflüsse der Umrichterspeisung auf elektrische Drehfeldmaschinen, insbesondere auf Käfigläufer-Induktionsmotoren. Siemens-Energietechnik 3, 1981, H. 2.

[7] *Ghiță, V. V., Pelinescu, Gh.* Brevet R.S.R. nr. 91569.

[8] *Bodea, M., Vătășescu, A., Tănase, G., Negru, S., Tănase, A., Gheorghiu, V., Marinescu, N.* Circuite integrate liniare. Manual de utilizare. vol. IV. București, Editura Tehnică, 1985.

CZ 621.313: 621.3.017.3: 621.3.019

Coeficienți determinați experimental pentru calculul pierderilor în fier la gama de motoare de 0,55÷7,5 kW

IOAN PETER, VASILE TAROPA * — BRAȘOV

Introducere

După cum se cunoaște din literatura de specialitate [1, 2] randamentul și încălzirea motorului asincron și, implicit, prin intermediul acestora, durata de viață și economicitatea lui sînt determinate de pierderile din motor.

Din acest motiv, calculul pierderilor într-un mod cît mai aproape de realitate, constituie o problemă importantă în proiectarea motoarelor asincrone.

1. Calculul pierderilor în fier

Pierderile principale în fier sînt produse de armonica fundamentală de timp a inducției magnetice din fier și se datoresc magnetizării alternative a acestuia. Aceste pierderi sînt determinate de pierderile prin curenți turbionari și pierderile datorate ciclului histerezis.

Calculul acestora se poate face cu relații care să evidențieze separat fiecare categorie de pierderi sau cu relații care să conducă direct la valoarea globală a celor două categorii de pierderi. În literatura de specialitate [1, 2] sînt prezentate aceste relații, în componența cărora intră o serie de coeficienți care țin seama de prelucrarea materialului. Datorită tăierii și ștanțării tolelor se modifică structura tolei la margine, apar bavuri, care scurtcircuitează tolele conducînd la creșterea pierderilor.

Lucrarea de față își propune să prezinte o serie de coeficienți, determinați experimental, pentru stabilirea globală a pierderilor în fier.

S-a utilizat o formulă globală de stabilire a pierderilor în fier:

$$Pfe = \left\{ P_{10}\left(\frac{F}{50}\right)^{1.3} \cdot (G_{j1} \cdot B_{j1}^2 + G_{d1} B_{d1}^2) + \right.$$

$$(Z_2 \cdot TR)^{1.5} \cdot [T_2(KC2 - 1) \cdot B\delta]^2 \cdot$$

$$\cdot [Z_1 \cdot L_1 \cdot (T_1 - MS)] + (Z_1 \cdot TR)^{1.5} \cdot$$

$$\cdot [T_1 \cdot (KC_1 - 1) \cdot B\delta]^2 \cdot [Z_2 \cdot L_1 \cdot (T_2 - MR)] +$$

$$+ \left[D \cdot Z_2 \cdot \frac{TR}{60} \frac{T_2}{T_1} \cdot KC_1(KC_2 - 1) \cdot B_{d1} \right]^2 \cdot G_{d1} +$$

$$\left. + \left[D \cdot Z_1 \cdot \frac{TR}{60} \frac{T_1}{T_2} \cdot KC_2 \cdot (KC_1 - 1) B_{d2} \right]^2 \cdot G_{d2} \right\} \cdot Y_k \quad (1)$$

unde:

G_{j1}, G_{d1}	sînt greutatea jugului-stator, respectiv a dinților stator;
B_{j1}, B_{d1}	— inducțiile jugului și a dinților stator;
F	— frecvența, Hz;
p_{10}	— pierderile specifice (W/kg) la $B = 1$(T) și $F = 50$, Hz;
Z_1, Z_2	— numărul de dinți statorici, respectiv rotorici;
TR	— turația, rot/min;
T_1, T_2	— pasul dentar statoric, respectiv rotoric;
$B\delta$	— inducția în întrefier, T;
G_{d2}	— greutatea dintelui rotoric;
kc_1, kc_2	— coeficientul lui Carter pentru stator, respectiv rotor;
D	— grosimea tolei;
MS, MR	— lățimea deschiderii ancoșei-stator, respectiv rotor;
L_1	— lungimea fierului;
Y_k	— coeficient stabilit experimental pentru determinarea globală a pierderilor în fier.

În relația (1) sînt cunoscute următoarele date: p_{10}, F, Z_2, Z_1, L_1, MS, MR, TR, D, iar datele calculate sînt: G_{j1}, G_{d1}, G_{d2}, B_{j1}, B_{d1}, T_1, T_2, $kc1$, $kc2$, $B\delta$. Pierderile în fier „P_{Fe}" au fost măsurate în laborator și din relația (1) a fost stabilit coeficientul Y_k. S-a optat pentru o formulă globală a pierderilor în fier, pentru că în măsurările uzuale de laborator nu se pot separa pierderile principale de cele suplimentare la funcționarea în gol.

2. Programul de calcul folosit

Pentru calcule s-a folosit un program de calcul scris în limbaj FORTRAN 77 și rulat pe calculatorul CORAL 4030. Schema logică simplificată a programului este prezentată în figura 1.

Programul folosește drept date de intrare specifice fiecărui motor următoarele: PN — puterea nominală; TR — turația; GB — gabaritul; $U1F$ — tensiunea pe fază; $L1$ — lungimea fierului; D — întrefierul; datele de bobinaj: NE — nr. de conductori/crestătură; $A1$ — nr. de căi de curent; NCP — nr. de conductori în paralel; Y — pasul înfășurării; DCU — diametrul conductorului; C — nr. de straturi; P_{Fe} — pierderile în fier măsurate în laborator.

* Intreprinderea „Electroprecizia" — Săcele, Brașov.

Programul de calcul folosește două fișiere :

F.REL —fișier cu datele geometrice ale tolelor stator și -rotor și inelul de scurtcircuitare. Datele din acest fișier sînt selectate în funcție de TR-turație și GB-gabarit.

IMPUSE —fișier care selectează factorul de putere și randamentul în funcție de PN și TR.

Data de ieșire Y_k — coeficientul de corecție a pierderilor.

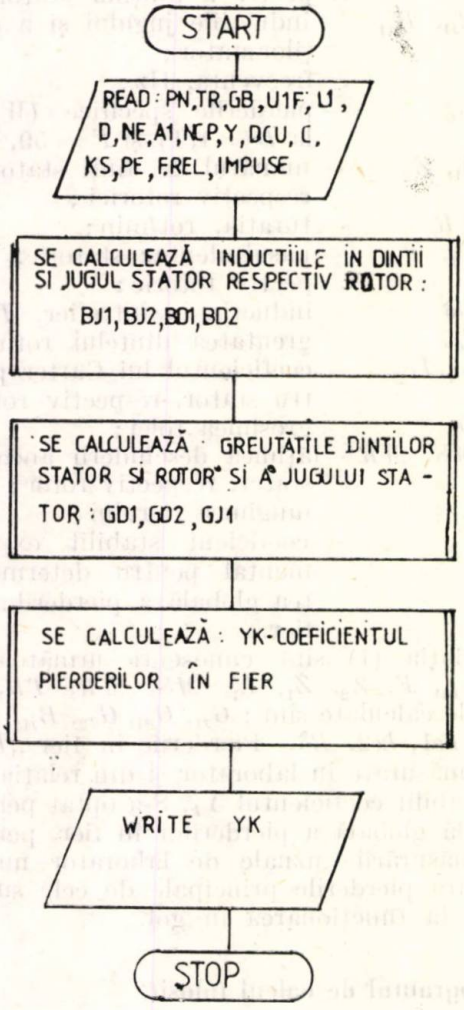


Fig. 1

3. Stabilirea coeficientului de corecție

S-a calculat coeficientul Y_k, în funcție de pierderile în fier, pentru toată seria de motoare asincrone MA din gabaritele 80÷132 aflate în fabricația Întreprinderii „Electroprecizie" Săcele, iar pentru fiecare motor în parte s-au luat toate măsurătorile de laborator din perioada 1976—1988.

S-au cules din laboratorul de încercare motoare electrice în medie 50 de valori ale pierderilor în fier pentru fiecare tip de motor din gama prezentată, trecîndu-se la prelucrarea statistică a acestora.

Tabelul 1

Gab	Turația, kW	Puterea, kW	Coeficient Y_k	Media
80	3 000	0.75	6.37	7.38
		1.1	8.40	
	1 500	0.55	6.50	6.94
		0.75	7.39	
90	3 000	1.5	6.26	6.72
		2.2	7.19	
	1 500	1.1	7.48	6.93
		1.5	6.39	
	1 000	0.75	4.63	4.60
		1.1	4.57	
100	3 000	3	6.74	6.74
	1 500	2.2	7.13	6.76
		3	6.40	
	1 000	1.5	5.25	5.25
	750	0.75	3.37	3.48
		1.1	3.59	
112	3 000	4	5.78	5.78
	1 500	4	6.88	6.88
	1 000	2.2	6.02	6.02
	750	1.5	4.56	4.56
132	3 000	5.5	6.70	7.02
		7.5	7.34	
	1 500	5.5	6.40	6.34
		7.5	6.28	
	1 000	3	5.66	5.44
		4	5.09	
		5.5	5.56	
	750	2.2	4.09	3.79
		3	3.50	

În urma analizei statistice s-au putut stabili valori numerice ale coeficienților Y_k pentru fiecare tip de motor.

În tabelul 1 sînt prezentați coeficienții propuși în funcție de gabarit, turație, putere standardizată.

Dacă se dorește calculul pierderilor în fier la un motor care nu are putere standardizată, se poate folosi media pe gabarit și turație a coeficientului respectiv.

4. Concluzii

Pentru experimentare s-a luat un lot de 30 de motoare încercate în laborator și s-au comparat pierderile în fier rezultate în urma încercării cu cele calculate, utilizînd coeficienții determinați anterior. S-a constatat o diferență de 9,86% între cele două determinări.

Tot pentru lotul amintit s-au calculat pierderile cu relațiile cunoscute din [1] și [2] și s-a constatat o diferență, față de valorile măsurate, de 60%.

Rezultatele experimentale au impus folosirea acestei metode de determinare a pierderilor în fier în activitatea de proiectare a motoarelor asincrone trifazate de 0,55—7,5 kW la Întreprinderea „Electroprecizie" Săcele.

Bibliografie

[1] *Nicolaide, A.* Maşini electrice. Proiectare, vol. I, Editura Scrisul Românesc, Craiova, 1975.
[2] *Cioc, I., Boros, I., Cristea, N.* Maşini electrice. Îndrumar de proiectare. Editura Scrisul Românesc, Craiova 1976.
[3] *Bălă, Constantin.* Maşini electrice. Editura Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1982.
[4] *Cimpeanu, A.* Maşini electrice, Editura Scrisul Românesc, Craiova 1977.
[5] *Gheorghiu, I. S., Fransua, Al.* Tratat de maşini electrice, vol. I—IV, Bucureşti, Editura Academiei R. S. România, 1969—1972.
[6] *Richter, R.* Maşini electrice, vol. IV, Editura tehnică, Bucureşti, 1960.
[7] *Dorn, W. S., McCracken, D. D.* Metode numerice cu programe în FORTRAN IV, Editura Tehnică, Bucureşti, 1976.
[8] *Drăgănescu, O. Gh.* Încercările maşinilor electrice rotative, Editura Tehnică, Bucureşti, 1987.

CZ 621.318.22:621.315.61

MATERIALE ELECTROIZOLANTE
MASE DE TURNARE ELECTROIZOLANTE

Contribuţii la clasificarea materialelor electroizolante. Partea I-i

GRIGORE NICOLA* — BUCUREŞTI

Dezvoltarea industriei electrotehnice şi electronice impune o clasificare a materialelor electroizolante fabricate atît pe plan naţional, cît şi pe plan mondial. În lucrarea [1], publicată anterior, a fost prezentată o clasificare a lacurilor electroizolante, iar în lucrarea [2], clasificarea polimerilor electroizolanţi. Ambele clasificări prezintă, în final, tipurile de materiale electroizolante ce se obţin cu lacuri, cît şi cu polimeri electroizolanţi. O clasificare a materialelor electroizolante, în funcţie de clasa de izolaţie, respectiv indicele de temperatură, a fost deja prezentată în lucrarea [3], după care o serie de firme au făcut încadrarea materialelor electroizolante fabricate de ei. O asemenea clasificare a fost făcută şi în ţara noastră de un colectiv de autori [4], lucrare care în prezent este depăşită din punct de vedere tehnic. O clasificare a materialelor electroizolante din punct de vedere al naturii liantului polimer, al domeniului de utilizare etc., a fost făcută de autor în anii precedenţi, însă această clasificare a avut un caracter restrîns.

Scopul prezentei lucrări este de a pune la dispoziţia fabricantului de materiale electroizolante, proiectantului şi constructorului de maşini şi aparate electrice şi electronice, tipurile de materiale electroizolante fabricate în prezent în ţară şi în străinătate.

Pentru ca un material să fie izolant electric este necesar să îndeplinească următoarele condiţii principale:

— să aibă caracteristici electrice şi mecanice corespunzătoare, atît în condiţii normale de umiditate, cît şi după expunerea într-un mediu umed sau la temperatura de utilizare a izolantului electric.

Dintre proprietăţi se menţionează tensiunea de străpungere, respectiv rigiditatea dielectrică, de minimum 1 kV/mm şi rezistenţa de izolaţie de minimum 1.10^7 ohmi;

— să fie uşor accesibil şi uşor de prelucrat prin metodele clasice de prelucrare a materialelor;

— să nu se deformeze dacă este solid şi să nu se degradeze cu pierderea proprietăţilor dielectrice sub influenţa unui agent extern (temperatură, umiditate etc.).

În cele ce urmează se vor prezenta diferite tipuri de clasificare a materialelor electroizolante, avînd la bază diferite criterii de clasificare.

1. Clasificarea după natura chimică a legăturilor existente în liantul polimer al izolantului electric

Materiale electroizolante anorganice

O clasificare a polimerilor în funcţie de natura legăturii chimice a fost deja prezentată în [2]. Deci, în această grupă de produse sînt cuprinse materialele polimer anorgani, ca de exemplu ceramica, mica, asbestul, sticla, porţelanul etc. De asemenea, în această mare grupă de produse sînt incluse materialele de umplutură utilizate în fabricarea maselor plastice, ca de exemplu mase de presare, mase de turnare, vopsele [2] etc. Toate aceste materiale electroizolante polimere posedă o înaltă rezistenţă termică şi pot fi utilizate la temperaturi mai mari de 220°C.

Materiale electroizolante organice

O definiţie a liantului polimer organic a fost deja menţionată în lucrarea [2]. Materialele izolante organice conţin în compoziţia lor

* Institutul de Cercetare Ştiinţifică şi Inginerie Tehnologică pentru Electrotehnică — ICPE — Bucureşti.

ca liant polimer, un polimer în stare solidă sau lichidă. În funcţie de structura chimică a polimerului materialele electroizolante organice pot avea un indice de temperatură ce variază de la 60° (polietilena), la 220° (materialele electroizolante ce conţin un liant polimer de tip heteropolimer polimide, polibenzimidazoli, polihidantoine etc.

2. Clasificarea după starea de agregare a substanţei monomere sau polimere, componentă a materialelor electroizolante

După starea de agregare materialele electroizolante se pot clasifica în următoarele grupe principale :

Materiale electroizolante gazoase

După starea lor iniţială, respectiv după metoda de obţinere a lor, ele se pot clasifica după cum urmează :

Materiale ecectroizolante de origine naturală. În această subgrupă de produse sînt cuprinse următoarele : aerul, gazele nobile : azot, argon, neon, xenon, cripton etc. Toate gazele menţionate sînt utilizate în tehnica tuburilor de iluminat sau la fabricarea de aparatură cu destinaţie specială, cît şi la fabricarea superconductoarelor ;

Materiale electroizolante artificiale sau de sinteză. Aici sînt cuprinse produsele obţinute prin distilare sau prin sinteză.

Dintre acestea se menţionează hidrogenul, halogenii, clorul, bromul, florul, iodul, hidrocarburile halogenate. Hidrocarburile halogenate folosite în acest scop sînt : monoclordiflormetanul şi diflordiclormetanul, produse cunoscute sub denumirea comercială de „freon". Hidrocarburile halogenate sînt utilizate ca agenţi frigorifici în instalaţiile şi aparatura folosită în tehnica frigului. Un alt gaz de sinteză cu aplicaţii speciale de mare importanţă pentru industrie este hexaflorura de sulf. Acest gaz este utilizat ca agent pentru stingerea arcului electric.

Materiale electroizolante lichide. Aici se includ materialele electroizolante care, în condiţii normale de utilizare, se prezintă sub formă de lichid şi nu îşi modifică starea de agregare. Ele au multiple aplicaţii industriale, în special în construcţia de aparatură electrotehnică. Dintre numeroasele aplicaţii industriale se menţionează ca mediu lichid în construcţia transformatoarelor, întrerupătoarelor, condensatoarelor etc. Principalele tipuri de materiale electroizolante lichide sînt uleiurile minerale, uleiurile siliconice, uleiurile polietilenice, uleiurile clorurate pe bază de hidrocarburi aromatice, produse foarte toxice, considerent pentru care în ţările dezvoltate au fost înlocuite cu poliesteri de tip special [5].

Materiale electroizolante solide. În această subgrupă de produse sînt cuprinse materialele electroizolante, care la temperatura camerei se găsesc sub formă solidă sau de consistenţa cerii de albine.

Din această categorie de produse fac parte marea majoritate a izolanţilor electrici folosiţi în domeniul electrotehnicii şi electronicii, adică materialele electroizolante ce conţin ca liant un polimer de natură anorganică sau organică şi, de asemenea, cauciucurile.

3. Clasificarea materialelor electroizolante după structura finală a liantului polimer

Drept criteriu pentru acest gen de clasificare este luată în consideraţie comportarea la temperatură a materialului electroizolant. După acest criteriu materialele electroizolante se pot clasifica în :

Materiale electroizolante termoplastice. Aşa după cum s-a arătat în lucrarea [2], termoplasticitatea unui material electroizolant este dată de liantul polimer, componentă a materialului electroizolant.

În această grupă de produse sînt cuprinse materialele termoplastice, sau masele plastice, inclusiv elastomerii. Toate aceste produse sub acţiunea căldurii şi/sau a presiunii se înmoaie şi curg. De asemenea aceste produse se pot prelucra prin injecţie, sau prin extrudere.

Se excepteză tetrafloretilena, care are o tehnologie specială de prelucrare. În lucrarea [2] au fost definite masele plastice. În general, în această grupă de produse sînt cuprinse materialele electroizolante care au ca liant polimer o răşină obţinută prin reacţia de polimerizare. Tot în această grupă de produse pot fi clasate şi materialele electroizolante ce au ca liant de bază un elastomer. Aşa după cum s-a mai arătat şi elastomerii se obţin prin reacţia de polimerizare, făcînd excepţie unii elastomeri care se obţin şi prin alte tipuri de reacţie, ca de exemplu elastomerii siliconici, care sînt obţinuţi prin reacţia de policondensare şi cei poliuretanici — prin reacţia de poliadiţie.

Materiale electroizolante termoreactive, sau termoreticulabile. În această subgrupă de produse sînt cuprinse materialele electroizolante aflate în stadiul C de policondensare. Acestea sub acţiunea în continuare a căldurii şi presiunii, sau numai a căldurii, nu se mai înmoaie, ci se descompun. Toate aceste materiale au ca liant un polimer obţinut prin reacţia de policondensare. Practic, gradul de reticulare al unui material electroizolant este dat de raportul dintre valoarea rezistenţei la încovoiere la temperatura clasei de izolaţie şi valoarea rezistenţei la încovoiere la temperatura ambiantă. Cu cît acest raport este mai mare, cu atît gradul de condensare al liantului poli-

mer este mai mare, și deci, nu există pericolul înmuierii materialului electroizolant.

Pentru ca un material electroizolant să fie rezistent termic este necesar ca valoarea raportului să fie mai mare de 50%. Tot în această grupă de produse sînt cuprinse materialele electroizolante care au ca liant un polimer ce se reticulează la temperatura camerei, în prezența sau în absența presiunii. De obicei, pentru reticularea materialelor electroizolante se utilizează diferiți agenți de reticulare, iar uneori chiar energia iradiantă. În această subgrupă de produse sînt cuprinse, în general, materialele electroizolante ce conțin ca liant un polimer obținut prin reacția de policondensare și/sau polimerizare, sau prin reacția de poliadiție [2], de exemplu, materialele electroizolante care au ca liant unul din polimerii : fenolformaldehidici, melaminoformaldehidici, epoxidici, poliesterici, siliconici etc.

4. Clasificarea materialelor electroizolante după rolul lor component în produsul finit

Aceste materiale sînt cunoscute în literatură sub denumirea generică de „materii prime" și au rolul de a conferi materialului electroizolant în special rezistență mecanică. Pentru unele materiale se impune atît rezistență termică, cît și bune proprietăți electrice și atunci este necesar să se utilizeze suporturi speciale. În plus, suporturile sau umpluturile conduc la materiale electroizolante mult mai ieftine decît componența polimeră folosită ca liant. Rolul suporturilor electroizolante în fabricația materiale electroizolante a fost deja menționat în lucrarea [2]. În funcție de scopul final aceste materiale se pot clasifica astfel :

Suporturi electroizolante. Ele reprezintă ponderea cea mai mare în realizarea materialului electroizolant, în funcție de natura chimică a componentei polimere a suportului; ele se pot clasifica în :

Suporturi anorganice. Sub această denumire sînt cunoscute hîrtiile, firele, fibrele, țesăturile etc. Principalele tipuri de componente polimere utilizate în fabricația hîrtiei anorganice sînt următoarele : mica, asbestul, sticla etc. În tabelul 1 sînt prezentate tipuri de hîrtii și țesături anorganice utilizate pentru fabricarea materialelor electroizolante.

Firele, fibrele și bucățelele de țesături se pot utiliza la fabricarea maselor de presare.

Suporturi organice. Sub această denumire sînt cunoscute hîrtiile, fibrele, firele, foliile, țesăturile etc. Principalele componente polimere utilizate în fabricația hîrtiilor, foliilor și țesăturilor sînt prezentate în tabelul 2.

Dintre țesăturile organice bumbacul rămîne totuși țesătura cu cele mai interesante aplicații atît în domeniul mecanic, cît și electrotehnic. Principalele tipuri de polimeri utilizați în fabricația de folii electroizolante ca și principalele aplicații ale suporturilor au fost menționate în tabelul 2.

Armături electroizolante

Acestea pot fi utilizate sub formă de pulberi, de bucățele de țesături, de fibre sau de fire. Ele pot fi de natură organică sau anorganică. Sînt de compoziție chimică polimeră similară hîrtiilor și țesăturilor și reprezintă materia de bază pentru fabricarea țesăturilor și hîrtiilor. Tot în această grupă de produse sînt cuprinse și pulberile folosite ca material de armare în cazul maselor de presare sau de turnare. Tot în această grupă de produse pot fi cuprinse și materialele folosite la colorarea sau pigmentarea vopselelor, maselor plastice elastomerilor etc. Considerații teoretice privind rolul acestora în compoziția vopselelor, maselor plastice și a elastomerilor vor fi făcute într-o lucrare viitoare [6]. Se precizează însă că, colorarea se poate face cu substanțe de natură organică cunoscute în literatură sub denumirea de coloranți. Același efect se poate obține prin utilizarea de substanțe anorganice cunoscute sub denumirea de pigmenți. Diferența dintre un lac și o vopsea a fost deja arătată în lucrarea [1]. În plus, pigmenții conferă produsului finit o bună comportare la temperatură, cît și la lumină solară, deci prin utilizarea de pigmenți sau umpluturi anorganice în proporție de peste 50%, față de polimer, ceea ce ridică rezistența termică a polimerului cu o clasă de izolație. Ast-

Tabelul 1

Nr. crt.	Denumirea produsului	Principalele utilizări ale suportului	Indice de temperatură, °C
1.	Hîrtie din fibre de asbest	materiale stratificate	
2.	Hîrtie sau pîslă de sticlă	izolații flexibile combinate	220
3.	Hîrtie de mică	micanite rigide și flexibile	220
4.	Țesătură de asbest	izolații flexibile combin.	220
5.	Țesătură de sticlă	materiale stratificate	220

Nr. crt.	Denumirea produsului	Principalele utilizări ale suportului	Indice de temperatură suport
1	Hîrtie de impregnare tip sulfat	materiale stratificate	90°
2	Hîrtie de impregnare linters de bumbac	materiale stratificate placate cu cupru	90°
3	Hîrtie alfa celuloză	materiale stratificate placate cu cupru	90°
4	Hîrtie din fibre sintetice poliamidimidice	izolații flexibile combinate (Aramid)	155°
5	Hîrtie de borangic	izolații flexibile combinate	90°
6	Hîrtie de rulare tip sulfat	Izolanți stratificați cilindrici	90°
7	Hîrtii și cartoane tip sulfat (presspan)	izolații flexibile combin.	90°
8	Hîrtii pentru condensatoare	condensatoare îmbunătățire factor de putere	90°
9	Hîrtii sulfat pentru izolarea cablurilor	izolare cabluri telefonice	90°
		izolare cabluri energie	90°
10	Țesătură din fire de bumbac	materiale stratificate	90°
11	Țesături poliesterice	izolații flexibile	120°
12	Țesătură de mătase artif. și din borangic	izolații flexibile	90°
13	Tuburi șireturi țesute	izolații flexibile	90°
14	Folii pe bază de eteri celulozici	izolații flexibile comb.	105°
15	Folii poliesterice	izolații flexibile comb.	120°
16	Folii polipropilenice	izolare condensatoare	max 90°
17	Folii poliimidice	izolații flexibile comb.	$\geqslant$ 220°
		izolare conductoare	$\geqslant$ 220°
18	Folii polihidantoinice	izolare conductoare	$\geqslant$ 220°
19	Țesături din fibre de carbon	materiale stratificate	$\geqslant$ 220°

Notă: valoarea-indice de temperatură este minimă.

fel, dacă polimerul a avut un indice de temperatură de 130°C, prin pigmentarea cu peste 50%, se ridică indicele de temperatură la 155°C.

5. Clasificarea materialelor electroizolante după domeniul de utilizare și proprietățile lor finale

Această clasificare a materialelor electroizolante este bazată pe domeniul de utilizare și pe proprietățile finale ale izolantului electric. Asemenea clasificare a fost deja făcută de multe firme producătoare de izolanți electrici printre care și de ICME-București. Toate aceste clasificări sînt incomplete. De obicei, materialelor electroizolante li se cere de către utilizator să aibă bune proprietăți mecanice și electrice atît în condiții normale de utilizare, cît și în medii cu umiditate ridicată, iar pentru acelea care se utilizează în aer liber, rezistență la frig, la lumina solară etc. Unele materiale care se utilizează în domeniul tensiunilor înalte li se cere să aibă o rigiditate dielectrică de minimum 20 kV/mm, rigiditate ce nu trebuie să se modifice cu modificarea temperaturii. Pentru alte materiale utilizate în tehnica frecvențelor înalte se impune ca atît tangenta unghiului de pierderi dielectrice, cît și constanta dielectrică să rămînă constante cu creșterea temperaturii sau a frecvenței, la utilizare. În prezent nu există un izolant universal care să satisfacă toate cerințele constructorului. În cele ce urmează se prezintă o clasificare a materialelor electroizolante după domeniul de utilizare și proprietățile finale ale izolantului electric.

5.1. Materiale electroizolante de tip elastomer

Această clasificare este bazată pe principala proprietate a materialului electroizolant de a se deforma elastic sub acțiunea unei forțe externe. Principalele tipuri de materiale electroizolante elastomere sînt utilizate în fabricația de cabluri și conductori electrici, izolații flexibile sub formă de tub sau de bandă. Tot în această subgrupă de produse sînt prezentate și materialele electroizolante de tip elastomer termoplastic. Elastomerii sînt obținuți prin reacția de polimerizare, exceptînd elastomerii poliuretanici, care se obțin prin reacția de poliadiție a unui poliester, respectiv poliester cu un diizocianat. De asemenea, fac excepție elastomerii siliconici care se obțin prin reacția de policondensare și, în final, prin reacția de polimerizare. Toți elastomerii sînt prelucrați în final prin metodele clasice de vulcanizare, după ce în prealabil au fost depuși pe suportul izolant sau pe conductori, în scopul obținerii de izolanți elastici. Principalele tipuri de elastomeri au fost prezentate în lucrarea [2].

5.2. Materiale electroizolante termoplastice

În această grupă de produse sînt cuprinse materialele electroizolante obținute prin metodele clasice de prelucrare din polimeri termoplastici [2]. Această clasificare este bazată pe proprietatea finală a materialului termoplas-

tic de a se înmuia sau curge sub acțiunea căldurii și/sau a presiunii. În lucrarea [2] sînt prezentate principalele tipuri de polimeri care conduc la materiale termoplastice. Toate aceste materiale sînt utilizate la fabricarea diferitelor repere de piese izolante folosite în construcția aparaturii electrice și electronice și în domeniul instalațiilor electrice. Unele din acestea sînt utilizate la izolarea de conductoare și cabluri electrice pentru înaltă și joasă tensiune, cît și pentru frecvențe înalte.

5.3. Mase de turnare electroizolante

Masele de turnare sînt produsele electroizolante obținute prin operația de turnare, în formă de turnare a amestecurilor de turnare și apoi tratarea lor o perioadă bine determinată, fie la temperatura camerii, fie la o temperatură mai mare decît temperatura camerei. În cazul în care coacerea se face la temperatura camerei avem de-a face cu materiale electroizolante cu întărire la temperatura camerei sau la rece. Uneori întărirea se face la cald și atunci avem de a face cu materiale electroizolante cu întărire la cald sau la temperatură. Aceste materiale electroizolante sînt utilizate la fabricarea de piese la care metodele obișnuite de presare sînt dificile și complicate. După întărire este îndepărtată forma, rămînînd piesa care a fost turnată.

Alteori piesa însă conține înglobată o altă piesă metalică sau o bobină și în acest caz avem de a face cu o piesă înglobată. În unele cazuri piesa înglobată (rămâne în formă) se utilizează ca atare, în acest caz avem de a face cu o încastrare. Principalele tipuri de polimeri utilizați în fabricația de mase de turnare, înglobare și respectiv încastrare au fost prezentate în lucrarea [2].

5.4. Lacuri electroizolante

Lacurile electroizolante sînt soluții polimere dizolvate într-un solvent sau un amestec de solvenți.

Ele constituie liantul polimer de bază pentru fabricarea multor tipuri de materiale electroizolante organice. Practic nu există nici un izolant organic care să nu aibă în compoziția sa chimică un liant polimer, care inițial a fost aplicat sub formă de soluție polimeră.

Lacurile electroizolante reprezintă o grupă specială de produse considerent, care au fost tratate special în lucrarea [1]. O clasificare a lacurilor electroizolante a fost deja făcută în lucrarea [1]. Tot în grupa lacurilor electroizolante sînt cuprinse vopsele și adezivii [1]

5.5. Prepreguri sau suporturi impregnate

Se obțin prin impregnarea unora din suporturile prezentate la punctul 4, din prezenta lucrare.

După natura chimică a suportului acestea se clasifică în suporturi de natură organică și anorganică. Ca atare, nu se pot utiliza ca izolanți electrici, deoarece liantul polimer se găsește într-o fază intermediară care nu corespunde unui material electroizolant. Principalele tipuri de polimeri utilizați la fabricarea materialelor tip suport, au fost prezentate în lucrările [1 și 2]. Din suporturile impregnate se pot obține materiale stratificate sub formă de plăci, cilindri, bare și diferite piese electroizolante, cunoscute sub denumirea de piese „termorezistente". Tot în această grupă de produse sînt cuprinse și suporturile lăcuite, care sînt acoperite numai pe o parte cu soluția polimeră. Datorită acestei proprietăți materialele respective se pot utiliza ca atare, nepresate, la fabricarea de izolanți electrici. Unele, avînd ca lianți speciali rășină epoxidică sau crezoloformaldehidică, au o tangentă a unghiului de pierderi dielectrice de maximum 0,040.

5.6. Materiale stratificate

Acestea sînt produsele electroizolante care se obțin prin presarea la cald a suporturilor prezentate mai înainte. După natura liantului polimer acestea pot să fie cu un grad de reticulare mic și atunci se obțin materiale stratificate ștanțabile la rece. Cu cît crește gradul de reticulare cu atît produsul devine mai puțin ștanțabil. Gradul de reticulare al materialului stratificat este dat de raportul dintre valoarea rezistenței la temperatura clasei de izolație și valoarea rezistenței la încovoiere la temperatura camerei. Dacă acest raport este de peste 50% din valoarea rezistenței la încovoiere, determinată la temperatura camerei, atunci se consideră produsul corespunzător clasei respective de izolație, deoarece nu mai există pericolul deformării lui. Fac excepție de la această subgrupă de produse materialele stratificate obținute printr-o tehnică specială, care se reticulează la temperatura camerei, și care conțin ca liant o rășină epoxidică de tip clasic sau special și diferite tipuri de agenți de reticulare, cunoscuți în tehnică sub denumirea de întăritori, și care conțin două sau mai multe grupe aminice în moleculă. Prin utilizarea de suporturi anorganice se crește indicele de temperatură cu o clasă de izolație. Tot în aceeași situație cu rășinile epoxidice se află și materiale stratificate ce conțin rășini poliesterice nesaturate, la care întărirea se execută cu un agent de reticulare de tip peroxidic. După cum s-a mai arătat, în această grupă de produse sînt cuprinse și materialele stratificate cilindrice sau

sub formă de profil. În lucrarea [2] au fost prezentate principalele tipuri de polimeri utilizați la fabricarea materialelor stratificate, iar în lucrările [6...9], tipuri speciale de polimeri. Materiale stratificate, ștanțabile la rece sau la cald, se placează cu cupru sau cu cauciuc. Materialele stratificate placate cu cupru sînt folosite în tehnica frecvențelor înalte, iar cele placate cu cauciuc, în fabricația de condensatoare.

5.7. Piese izolante din materiale termorigide

Acestea se obțin din mase de presare. Prin masă de presare se înțelege produsul, care, sub formă de pulbere, sau sub o altă formă, prin presare la cald, în matrițe, conduce la diferite tipuri de piese izolante. Ca și materialele stratificate, acestea conțin un liant polimer și o umplutură de natură organică sau anorganică sub formă de pulbere, sau de bucățele de fire, de fibre, sau de țesături. Pentru a se putea îndepărta cu ușurință piesa din matriță în masa de presare se introduce și un lubrifiant. Pentru a avea un aspect corespunzător acestea sînt colorate în diferite culori și nuanțe. Masele de presare se utilizează la fabricarea diferitelor piese izolante, care trebuie să îndeplinească o serie de condiții, printre care rezistența la climate calde și reci, rezistența la flacără, rezistența la arcul electric, rezistența la curenții de fugă etc. Pentru fabricarea pieselor izolante din materiale termorigide se utilizează aceleași tipuri de lianți polimeri ca și în cazul materialelor stratificate.

5.8. Materiale electroizolante flexibile

În această subgrupă de produse sînt cuprinse materialele electroizolante sub formă de foi, de bandă sau de tub țesut. Acestea mai sînt cunoscute și sub denumirea de izolații flexibile. Materialele flexibile se obțin prin lăcuirea unuia din suporturile prezentate la punctul 4. Lianții polimeri utilizați la fabricarea izolațiilor flexibile sînt cei prezentați în tabelul 6, din lucrarea [2]. Tipuri speciale de izolații flexibile au fost prezentate în lucrările [10, 11]. Ca suport pentru aceste tipuri de izolații se utilizează hîrtiile celulozice, de mică, de mătase, de sticlă, de asbest etc., iar ca țesături textile mătasea, poliesterii etc. Izolațiile flexibile se fabrică pe mașini de impregnare speciale, prin tehnica clasică. Depunerea peliculei se face fie sub formă de soluție, fie sub formă de pulbere prin depunere electrostatică. Uneori se utilizează lichide vîscoase, iar depunerea se execută prin raclare.

Izolațiilor flexibile li se impune să aibă bune proprietăți mecanice și electrice atît în condiții normale, cît și după îndoire la 180° și apăsare cu un cilindru, avînd diametrul de 50 mm, și o greutate de 2 000 g. Valoarea raportului dintre valoarea caracteristicii după îndoire și cea inițială nu trebuie să scadă sub 50% din valoarea inițială. Dacă această valoare scade sub 50%, izolația se consideră necorespunzătoare. De asemenea, se impune ca după impregnare să nu se modifice proprietățile izolației flexibile. Dacă acestea se modifică se consideră că lacul de impregnare nu este compatibil cu izolația flexibilă.

5.9. Izolații flexibile combinate

Acestea diferă de izolație flexibile simple prin aceea că sînt constituite din mai multe straturi componente, în care fiecare strat luat separat, corespunde unei izolații flexibile și, de asemenea, prin faptul că ultimile se execută prin lipirea straturilor între ele, pe mașini speciale de cașerat.

Considerații privind tipurile de suporturi folosite și caracteristicile izolației finale au fost prezentate în [12]. Izolațiile flexibile combinate trebuie să îndeplinească aceleași condiții ca și izolațiile flexibile simple. Ca suporturi pentru izolațiile flexibile combinate se utilizează următoarele tipuri de produse: hîrtii (celulozice, de mătase, din fibre sintetice, de asbest, de mică, din fibre de carbon etc.), țesături ca atare sau lăcuite (din fibre sintetice, mătase, de sticlă, de asbest, de fibre de carbon etc.), folii sintetice (poliesterice, celulozice, policarbonați, poliimide etc.).

Tipurile de lacuri și, respectiv, polimeri utilizați la fabricarea izolațiilor flexibile combinate au fost prezentate în lucrările [1, 2].

5.10. Materiale electroizolante pe bază de mică

În această subgrupă de produse sînt cuprinse materialele electroizolante, în a căror compoziție intră mica, ca atare, sau sub formă de hîrtie de mică. Toate aceste materiale pot fi încadrate în toate subgrupele menționate la punctele 5.5...5.9.

Sînt folosite ca straturi izolante atît mica muscovit, cît și mica flugopit. Ultima conferă izolației o înaltă flexibilitate.

Ca lianți polimeri, în funcție de scopul final urmărit se utilizează aceleași tipuri de polimeri menționați la punctele indicate mai înainte. Cele mai importante rășini utilizate sînt următoarele: shellacul, rășina poliesterică, rășina epoxidică, rășina siliconică etc.

Produsele pe bază de mică se pot clasifica conform celor prezentate în tabelul 3.

Micanitele termorigide sînt produse obținute prin presarea de foi de mică sub formă de hîrtie sau de foiță la temperatură și presiune.

Tabelul 3

Nr. crt.	Denumirea produsului pe bază de mică	Indice de temperatură, °C	Utilizări sau încadrare în sistemul izolator
1.	Micanite termorigide	130...220	Materiale stratificate
2.	Micanite flexibile	130...180	Prepreguri
3.	Micafolii termorigide	130...180	Prepreguri
4.	Micabenzi cu mică, foiță sau hîrtie de mică	120...180	Prepreguri
5.	Izolații flexibile combinate, cu suport:	120...220	Izolații flexibile combinate
	— folii sintetice	120...220	
	— hîrtii organice și anorganice	120...220	
	— țesături ca atare, sau lăcuite	120...220	
6.	Produse presate în matriță și rulate sub formă cilindrică		Piese electroizolante și stratificate
	— cilindri, bare etc.	120...180	Piese electroizolante și stratificate
	— piese izolante, conuri etc.	120...180	Piese electroizolante și stratificate

Micanitele flexibile sînt materiale corespunzătoare prepregurilor care pot să aibă sau nu un suport. Ele se găsesc într-o formă intermediară corespunzătoare stadiului B. Ele trebuie să se poată tăia cu ușurință și ștanța la temperatura camerei. În final, sînt folosite la fabricarea de tuburi, bare și diferite piese izolant.

Micafolii termorigide. Sînt produse care se obțin din mică sub formă de hîrtie sau de foiță și conțin de obicei un suport. Sînt utilizate ca și micanitele flexibile la fabricarea diferitelor piese izolante.

Izolațiile flexibile combinate se obțin după tehnica de fabricare a izolațiilor flexibile combinate. Diferă de acestea numai prin faptul că unul din componentele izolației este un produs pe bază de foiță de mică sau hîrtie de mică.

Produse presate în matrițe și rulate sub formă cilindrică. Se obțin prin tehnicile menționate mai înainte.

5.11. Conductoare și cabluri izolante

În general, prin conductoare se înțeleg conductoarele de cupru sau de aluminiu, care conțin un singur fir conductor și care, în prealabil, au fost acoperite cu o peliculă polimeră. După forma secțiunii conductoarele pot fi rotunde sau sub formă de profil. Emailarea sau acoperirea conductoarelor se face pe mașini speciale, prevăzute cu cuptoare de uscare, instalație de recoacere a conductorului, dispozitive de derulare și de înrolare a conductoarelor. Emailarea sau acoperirea conductoarelor se poate face prin procedeul lichid cu soluții polimere, prin procedeul electrostatic, sau prin procedeul cu pat fluidizant. Cel mai aplicat procedeu este procedeul cu soluții polimere. Aplicarea soluției polimere se poate face prin procedeul cu pîslă sau prin procedeul cu filieră. Ultimul conduce la conductoare cu o peliculă uniformă. În funcție de natura peliculei polimere se pot obține conductoare care corespund diferiților indici de temperatură, care variază de la 105...220°C. Conductoarele trebuie să corespundă unor serii întregi de caracteristici în funcție de scopul final al produsului. În scopul creșterii rezistenței la abraziune conductoarele sînt acoperite cu pelicule polimere pe bază de poliamide.

În ultimii ani s-au realizat progrese și s-au înlocuit conductorii de cupru izolați cu fire de sticlă cu folii sintetice. Utilizarea foliilor sintetice a condus la reducerea grosimii izolației de la 0,5...0,7 mm la max 0,150 mm.

Cablurile sînt conductoare multifilare sau monofilare care au fost izolate cu o masă plastică sau un elastomer prin procedeul extrudării. În funcție de scopul final cablurile și conductoarele pot să fie izolate atît cu mase plastice termoplastice, cît și cu elastomeri. Principalele tipuri de materiale plastice folosite la izolarea cablurilor și conductoarelor au fost prezentate în lucrările [1 și 2] pentru conductoare izolate cu pelicule polimere.

CZ 538.23:621.318.2

HISTEREZIS
MAGNEȚI PERMANENȚI
DIFUZIE

Pătrunderea cîmpului electromagnetic în medii cu histerezis

VALENTIN IONIȚĂ * — BUCUREȘTI

Introducere

Calculul cîmpului electromagnetic cvasistaționar anelectric într-un domeniu D constă în determinarea evoluției în timp a intensității cîmpului magnetic $\bar{H}$ și a inducției magnetice $\bar{B}$ pentru diverse puncte ale domeniului considerat, cunoscîndu-se condițiile pe frontieră, condițiile inițiale și legătura de material.

Pentru medii liniare problema se rezolvă ușor. În cazul mediilor neliniare se idealizează caracteristica de magnetizare sau se aplică un algoritm de tip explicit (predictor), rezolvarea problemei implicate (corector), necesară stabilității în timp, fiind greoaie. Aceste metode nu au luat însă în considerare și fenomenul de histerezis. Neglijarea acestuia nu mai este posibilă în studiul magnetizării magneților permanenți.

Conform observațiilor făcute de cercetătorii de la I.C.P.E., adeseori zona centrală a magnetului nu este suficient magnetizată. Deci, în afara calităților potențiale pe care le are materialul magnetic, performanțele sale depind de modul în care se face magnetizarea magnetului. Lucrarea de față își propune soluționarea acestui aspect.

Metoda propusă în această lucrare are la bază considerațiile făcute în [2] și constă în înlocuirea mediului de caracteristică neliniară cu un mediu de calcul de permeabilitate constantă, calculul făcîndu-se iterativ. Se utilizează o legătură de material de forma $\bar{B} = \mu(\bar{H} + \bar{M})$, unde μ este o permeabilitate de calcul, iar $\bar{M}$ este o magnetizație de calcul corectată iterativ. Utilizînd metoda elementului finit se obține un sistem de ecuații algebrice ce este rezolvat prin descompunere triunghiulară.

Metoda are avantajul convergenței sigure (demonstrată în lucrare atît pentru cazul general, cît și pentru operatorii de aproximație rezultați), iar norma erorii față de soluția exactă și față de legătura de material exactă se pot aprecia simplu. Totodată, utilizarea unei permeabilități μ constante a mediului liniar de calcul duce la obținerea unei ecuații $Ax = b$, unde matricea A este bloc-diagonală, simetrică, pozitiv definită și aceeași la fiecare iterație și la fiecare moment de timp, deci, este convenabil să fie inversată sau descompusă în produsul a două matrice triunghiulare la începutul calculului.

* Întreprinderea de echipamente periferice — București.

Modelarea propusă a fenomenului de histerezis permite studierea magnetizării cu mai multe impulsuri succesive a magnetului permanent. Rezultatele studiului sînt sintetizate în diagrama de lucru comentată în ultimul capitol.

1. Metoda de calcul pentru studiul pătrunderii cîmpului în medii neliniare cu histerezis

Principiul metodei constă în înlocuirea mediului de caracteristică neliniară $\bar{B} = f(\bar{H})$ cu un mediu de permeabilitate constantă μ, descris de legătura de material:

$$\bar{B} = \mu(\bar{H} + \bar{M}), \tag{1}$$

unde $\bar{M}$ este un termen de tip magnetizație, controlat iterativ prin cîmpul $\bar{H}$.

Procedura iterativă

1 — se alege o magnetizație de calcul inițială $\bar{M}^{(1)}$;
2 — cunoscînd legătura de material $\bar{B} = f(\bar{H})$ și $\bar{M}^{(1)}$ se rezolvă problema liniară de cîmp, obținîndu-se cîmpul $\bar{H}^{(1)}$;
3 — se corectează valoarea termenului de tip magnetizație:

$$\bar{M}^{(2)} = \frac{f(\bar{H}^{(1)})}{\mu} - \bar{H}^{(1)};$$

4 — se repetă punctele 2 și 3 pînă cînd $\|\Delta M^{(n)}\| \leqslant e$, unde e este eroarea impusă și:

$$\|\Delta M^{(n)}\| = \sqrt{\int_D (\bar{M}^{(n)} - \bar{M}^{(n-1)})^2 \, \mathrm{d}x};$$

5 — se repetă punctele 1 și 4 pentru fiecare moment de timp considerat. Procesul iterativ propus poate fi reprezentat prin:

$$\bar{M}^{(1)} \to \bar{H}^{(1)} \to \bar{M}^{(2)} \to \ldots \to \bar{M}^{(k)} \to \bar{H}^{(k)} \to$$
$$\to \bar{M}^{(k+1)} \to \ldots$$

Convergența metodei

Fie $\mathbb{H}$ spațiul Hilbert al funcțiilor $F: D1 = D \times [0, T] \to \mathbb{R}^3$ măsurabile pe D, în care se definește produsul scalar:

$$\langle f, g \rangle = \int_D \int_0^T f(P, t)\, g(P, t)\, \mathrm{d}P\mathrm{d}t. \tag{2}$$

Procesul iterativ poate fi descris cu ajutorul operatorilor :

$$\psi : \mathbb{H} \to \mathbb{H},\ \psi(\bar{M}) = \bar{H} \text{ și } \varphi : \mathbb{H} \to \mathbb{H},$$
$$\varphi(\bar{H}) = \bar{M}.$$

Teorema 1 : Aplicația $\psi : \mathbb{H} \to \mathbb{H},\ \psi(\bar{M}) = \bar{H}$ este o contracție.

Demonstrație : Fie cîmpurile diferență $v = V' - V''$, unde v poate fi h, m, b sau e. Cele două cîmpuri, avînd aceleași condiții pe frontieră ($\bar{E}_t$ sau $\bar{H}_t$) rezultă :

$$\oint_{\Sigma} (\bar{h} \times \bar{e}) \overline{\mathrm{d}A} = 0,$$

$$\text{unde : } \bar{e} = \int_0^t \bar{e}\, \mathrm{d}t.$$

Aplicînd Gauss-Ostrogradski și ținînd seama de relațiile cîmpului cvasistaționar :

$$\operatorname{rot} \bar{e} = -\bar{b} \text{ și } \operatorname{rot} \bar{h} = \sigma \frac{\partial \bar{e}}{\partial t},$$

rezultă :

$$0 = \int_D \operatorname{div}(\bar{h} \times \bar{e})\, \mathrm{d}v = \int_D \left(\bar{e}\sigma \frac{\partial \bar{e}}{\partial t} + \bar{h}\bar{b} \right) \mathrm{d}v.$$

Prin integrarea pe intervalul $[0, t]$ și utilizînd relația (1) se obține :

$$0 = \int_D 0.5(\sigma \bar{e}^2)\, \mathrm{d}v + \int_0^t \int_D (\mu \bar{H}^2 + \mu \bar{h}\bar{m})\, \mathrm{d}t\, \mathrm{d}v.$$

Primul termen din membrul drept fiind pozitiv rezultă, în mod necesar, negativitatea celui de-al doilea termen, condiție ce se scrie utilizînd produsul scalar (2) și norma, definite în $\mathbb{H}$:

$$\mu \|\bar{h}\|^2 + \mu \langle \bar{h}, \bar{m} \rangle \leqslant 0,$$

adică : $\mu \|h\|^2 \leqslant \mu \|\bar{h}\|\, \|\bar{m}\|$,

în ipoteza alegerii unei permeabilități de calcul constante. În urma simplificărilor rezultă :

$$\|\bar{H}' - \bar{H}''\| = \|\psi(\bar{M}') - \psi(\bar{M}'')\| \leqslant$$
$$\leqslant \|\bar{M}' - \bar{M}''\|,$$

deci : ψ este contracție Q.E.D.

Teorema 2 : Aplicația $\varphi : \mathbb{H} \to \mathbb{H},\ \varphi(\bar{H} = \bar{M})$ este o contracție strictă.

Demonstrație : [2], [5].

Consecință : Operatorul $(\psi \times \varphi)$ este o contracție strictă, fiind compunerea unei contracții ψ, cu o contracție strictă φ. Procesul iterativ este deci convergent (teorema de punct fix Picard-Banach [4]).

Inducția $\bar{B}$ și intensitatea $\bar{H}$ obținute la o iterație verifică legea fluxului magnetic și legea circuitului magnetic, dar nu verifică legătura de material $\bar{B} = f(\bar{H})$. Se poate defini atunci eroarea față de legătura de material :

$$e = \|\bar{B}^{(n)} - \bar{B}_m^{(n)}\| = \mu \|\bar{M}^{(n+1)} - \bar{M}^{(n)}\|,$$

unde $\bar{B}_m^{(n)}$ verifică $\bar{B} = f(\bar{H})$.

Avînd $\bar{H}^*$ soluția exactă a problemei și $\bar{H}^{(n)}$ soluția obținută după a $(n) - a$ iterație, se poate estima [2] eroarea față de soluția exactă prin :

$$\|\bar{H}^{(n)} - \bar{H}^*\| \leqslant \frac{\|\bar{H}^{(n)} - \bar{H}^{(n+1)}\|}{1 - z},$$

unde z este factorul de contracție al operatorului ψ.

2. Modelarea matematică a fenomenului de histerezis

Metoda de calcul propusă nu necesită derivabilitatea dependenței $\bar{B} = f(\bar{H})$, deci, se poate utiliza interpolarea liniară între valorile punctuale date pentru perechea $\bar{H} - \bar{B}$. Curba de primă magnetizare este dată într-un număr finit de puncte, H_i, $i = \overline{1, n}$, prelungirea ei făcîndu-se cu o dreaptă de pantă dată de ultimele două puncte.

Pentru un punct dat al domeniului, la un moment dat, se constată scăderea lui $\bar{H}$ (după stingerea impulsului aplicat pe frontieră), care se traduce prin trecerea de pe caracteristica de magnetizare pe cea de demagnetizare (curbele 2 din figura 1). O nouă magnetizare (în ipoteza că materialul rămîne în magnetizor) se face pe o curbă de revenire de tipul 3. Apare astfel un ciclu de histerezis minor ce poate fi aproximat printr-o curbă medie.

Prin aplicarea mai multor impulsuri de magnetizare, punctul de funcționare parcurge ciclurile de histerezis minore, obținîndu-se o creștere și o uniformizare treptată a nivelului de magnetizare în secțiunea magnetului permanent. La un moment dat punctele din domeniu se află înscrise pe curbe distincte din planul $B - H$, fiind, deci, necesară asocierea unor curbe de demagnetizare-revenire pentru fiecare punct din spațiu.

În algoritmul de rezolvare propus s-a utilizat aproximarea ciclurilor de histerezis minore prin curbe medii date în aceleași puncte $\bar{H}_i$, asambla-

te într-o matrice, curbele intermediare fiind obținute prin interpolare liniară. Curba de magnetizare (m) se consideră a fi chiar curba-limită (aparține ciclului de histerezis-limită).

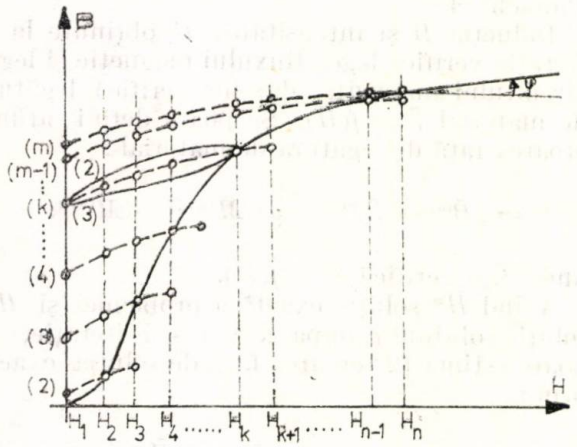


Fig. 1. Modelarea dependenței $B = f(H)$.

3. Rezolvarea numerică a ecuației difuziei cîmpului electromagnetic în mediul de calcul liniar

Ipoteze de lucru

Principalele ipoteze simplificatoare utilizate în soluționarea numerică a problemei sînt:

1. Mediul studiat este imobil, omogen și neliniar magnetic cu histerezis.
2. Regim cvasistaționar anelectric.
3. Domeniu unidimensional de tip tolă cu grosimea a (fig. 2).
4. Condiții pe frontieră de tip Dirichlet omogene: se cunoaște componenta tangențială a lui $\overline{H}$ pe frontieră, componenta normală fiind nulă.
5. Condiții inițiale nule: $\overline{H}(x, 0) = 0$ pentru $(\forall)\, x \in [0, a]$.

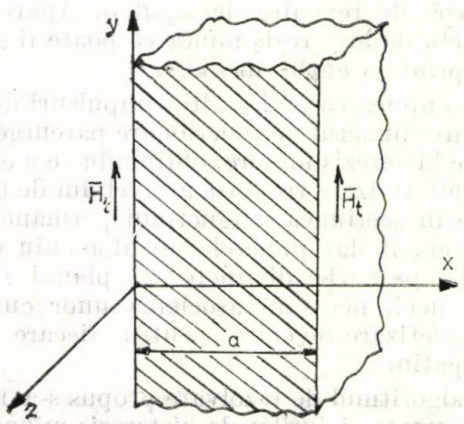


Fig. 2. Configurația geometrică a magnetului.

Metoda matematică utilizată pentru soluționarea ecuației difuziei

Conform algoritmului propus și ținînd seama de ipotezele simplificatoare, problema neliniară a fost redusă la o succesiune de probleme liniare. Soluționarea unei probleme liniare constă în aflarea soluției $H(x, t)$ a ecuației difuziei:

$$-\frac{\partial^2 H(x,t)}{\partial x^2} + \mu\sigma\frac{\partial H(x,t)}{\partial t} = -\mu\sigma\frac{\partial M(x,\ )}{\partial t}, \tag{4}$$

cunoscînd condițiile pe frontieră și condițiile inițiale:

$$H(0, t) = H(a, t) = h, \quad (\forall)t \in [0, T]$$

$$H(x, 0) = 0, \qquad (\forall)\, x \in [0, a].$$

Fie o diviziune echidistantă cu pasul Δt a intervalului de timp considerat $[0, T]$. Integrînd ecuația (4) pe fiecare subinterval $[t_k, t_{k+1}]$ și utilizînd o interpolare liniară, se reduce problema de regim cvasistaționar la o succesiune de probleme caracteristice fiecărui moment de timp, descrise de o ecuație de tip Hellmholtz:

$$-\frac{\partial^2 H(x, t_{k+1})}{\partial x^2} + \frac{2\mu\sigma}{\Delta t}H(x, t_{k+1}) = A(x), \tag{5}$$

unde:

$$A(x) = \frac{\partial^2 H(x, t_k)}{\partial x^2} + \frac{2\mu\sigma}{\Delta t}H(x, t_k) -$$

$$-\frac{2\mu\sigma}{\Delta t}[M(x, t_{k+1}) - M(x, t_k)].$$

Rezolvarea numerică a ecuației (5) prin metoda elementului finit presupune minimizarea funcționalei:

$$F(H) = 0.5\int_0^a \left(\frac{\partial H}{\partial x}\right)^2 dx + \frac{\mu\sigma}{\Delta t}\int_0^a H^2 dx -$$

$$-\int_0^a HA(x)\, dx. \tag{6}$$

Considerînd o diviziune echidistantă cu pasul Δx a domeniului $[0, a]$ și folosind o interpolare liniară pe fiecare subinterval, rezultă sistemul de ecuații:

$$\frac{\partial F}{\partial H(x_i, t_{k+1})} = 0, \qquad i = \overline{1, n}, \tag{7}$$

din care se obțin valorile nodale necunoscute $H(x_i, t_{k+1})$, $i = \overline{1, n}$.

Relații de calcul pentru $\bar{H}$, $\bar{B}$ și $\bar{M}$

Sistemul de ecuații (7) poate fi scris matriceal astfel:

$$[a]_{n\times n}[H]_{n\times 1} = [b]_{n\times 1}, \tag{8}$$

unde: $[H]$ este matricea-coloană a necunoscutelor $H(x_i, t_{k+1})$, $i = \overline{1, n}$;

$$[a] = \begin{bmatrix} a1 & a2 & . & . & . & .0 \\ a2 & a1 & a2 & . & . & .0 \\ 0 & a2 & a1 & a2 & . & .0 \\ 0 & . & . & . & . & .a2 \quad a1 \end{bmatrix};$$

unde:

$$\begin{cases} a1 = \dfrac{4\mu\sigma\cdot\Delta x}{3\cdot\Delta t} + \dfrac{2}{\Delta x} \\ a2 = \dfrac{\mu\sigma\cdot\Delta x}{3\cdot\Delta t} - \dfrac{1}{\Delta x} \end{cases};$$

$fb]$ este coloana termenilor liberi calculați cu ormulele:

$$b_i = \frac{\mu\sigma\cdot\Delta x}{3\cdot\Delta t}[H(x_{i+1}, t_k) + 4M(x_i, t_k) +$$

$$+ H(x_{i-1}, t_k)] - \frac{\mu\sigma\cdot\Delta x}{3\cdot\Delta t}[M(x_{i+1}, t_{k+1}) -$$

$$- M(x_{i+1}, t_k) + 4M(x_i, t_{k+1}) - 4M(x_i, t_k) +$$

$$+ M(x_{i-1}, t_{k+1}) - M(x_{i-1}, t_k)] -$$

$$- \frac{2H(x_i, t_k) - H(x_{i+1}, t_k) - H(x_{i-1}, t_k)}{\Delta x},$$

$$i = \overline{1, n},$$

$$b_1 = b_1 - a2\cdot h;\ b_n = b_n - a2\cdot h.$$

Inducția $\bar{B}$ și magnetizația de calcul $\bar{M}$ rezultă din legătura de material.

Convergența metodei în cazul operatorilor de aproximație

Pentru fiecare moment de timp și pentru fiecare iterație trebuie rezolvată ecuația matriceală (8) care mai poate fi scrisă:

$$(A' + A'')H = A'M + B', \tag{9}$$

unde:

$$A' = \frac{\mu\sigma\cdot\Delta x}{3\cdot\Delta t}\begin{bmatrix} 4 & 1 & . & . & . & .0 \\ 1 & 4 & 1 & . & . & .0 \\ . & . & . & . & . & . \\ . & . & . & . & . & .1 \\ 0 & . & . & . & 1 & 4 \end{bmatrix};$$

$$A'' = \frac{1}{\Delta x}\begin{bmatrix} 2 & -1 & . & . & . & 0 \\ -1 & 2 & -1 & . & . & 0 \\ . & . & . & . & . & . \\ . & . & . & . & . & -1 \\ 0 & . & . & . & -1 & 2 \end{bmatrix}$$

Teorema 3: Operatorul La : $|\mathbb{H} \to |\mathbb{H}$, $\mathrm{La}(M) = H$ ce rezultă din rezolvarea ecuației (9) este o contracție, adică discretizările în timp și spațiu propuse conduc la un procedeu iterativ convergent.

Demonstrație: Se poate arăta [3] că, matricele simetrice A' și A'' sînt pozitiv definite, adică $x^T Ax \geq 0$, $(\forall)x \in \mathbb{R}$.

Fie $h = H' - H''$, $m = M' - M''$ unde, H', H'', M', M'', h, $m \in \mathbb{R}$.

Conform relației (9), h verifică ecuația:

$$(A' + A'')h = A'm. \tag{10}$$

Înmulțind relația (10) la stînga cu h^T și ținînd seama că A'' este pozitiv definită, se obține:

$$h^T A'h < h^T A'm.$$

Se definește produsul scalar $< x, y > = x^T Ay$, $x, y \in \mathbb{R}$ și rezultă:

$$\|h^2\| \leqslant \langle h, m\rangle \leqslant \|h\|\ \|m\|,$$

adică $\|h\| \leqslant \|m\|$,
deci, La este contracție Q.E.D.

Observații:

1. Soluția problemei este stabilă global indiferent de rețelele de discretizare considerate.
2. Stabilitatea locală a soluției problemei depinde de pașii de discretizare considerați. Există un pas optim de discretizare temporală. O discretizare prea grosolană conduce la o instabilitate locală a soluției, iar o discretizare prea fină nu se justifică datorită timpului de calcul prea mare.

4. Aplicații

Programul de calcul elaborat pe baza metodei prezentate permite studiul pătrunderii cîmpului electromagnetic într-o tolă, precum și determinarea distribuției mărimilor magnetice în secțiunea unui magnet în urma procesului de magnetizare. Pentru exemplificare s-a con-

siderat materialul TICONAL 570 avînd $Br = 1.32$T şi $Hc = 51.7$ kA/m. Permeabilitatea de calcul a fost luată $\mu = (2/3)\ \mu max$, aceeaşi şi pentru evoluţia pe ciclurile de histerezis minore pentru a se asigura convergenţa metodei conform relaţiei (3) şi pentru ca matricea sistemului rezultat să rămînă constantă.

Procesul iterativ a fost oprit în momentul în care :

$$ER = \frac{\sqrt{\int_0^a [H^{(k)}(x,t_i) - H^{(k-1)}(x,t_i)]\,dx}}{Hfr \cdot \sqrt{a}} \cdot$$

$$\cdot 100 \leqslant 0.001\%,$$

unde Hfr este amplitudinea impulsului de cîmp pe frontieră, iar a este grosimea plăcii studiate.

Este interesant de observat evoluţia cîmpului H în jurul momentului de stingere a impulsului de magnetizare cînd fiecare punct din domeniu evoluează pe o altă curbă din planul caracteristicilor $B - H$. Spre exemplificare s-a considerat o placă cu grosimea $a = 50$ mm, căreia i s-a aplicat un impuls dreptunghiular în H pe frontieră, de amplitudine $Hfr = 100$ kA/m şi durată $t_i = 3.3$ ms (fig. 3).

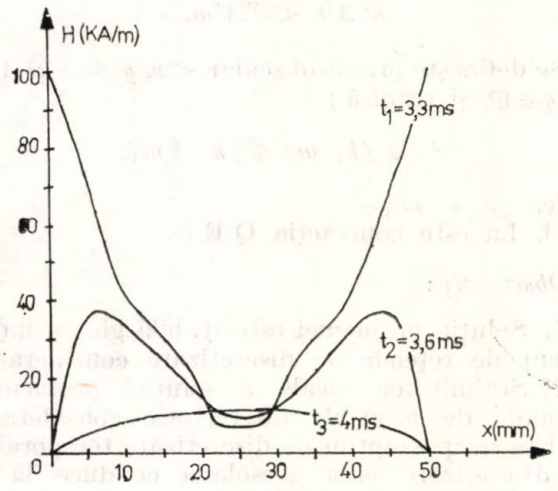


Fig. 3. Distribuţia H pentru un impuls de magnetizare de formă dreptunghiulară, avînd amplitudinea $H_{max} = 100$ kA/m şi durata $t_i = 3{,}3$ ms.

Avînd aceeaşi placă, dar aplicînd trei impulsuri de magnetizare de formă triunghiulară în H, avînd parametrii $Hfr = 200$ kA/m şi $t_i = 3.3$ ms, se poate urmări evoluţia stării de magnetizare la frontieră şi în centrul plăcii (fig. 4).

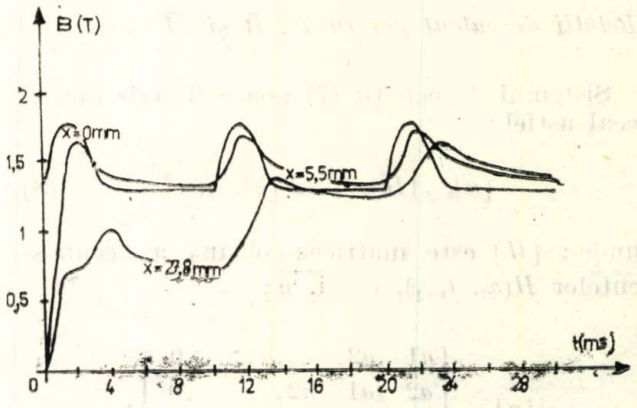


Fig. 4. Evoluţia B obţinută pentru trei impulsuri de magnetizare de formă triunghiulară, avînd amplitudinea $H_{max} = 200$ kA/m şi durata $t_i = 3{,}3$ ms.

Determinarea exactă a formei impulsului de magnetizare, adică a condiţiei pe frontieră, presupune memorarea de rulări ale programului pînă cînd această condiţie pe frontieră şi variaţia fluxului dau o dependenţă $u = d\Phi/dt$ compatibilă cu legile circuitului de magnetizare.

Pe baza observaţiilor făcute s-a construit o diagramă de curbe-limită (fig. 5) ce permit determinarea parametrilor impulsurilor de magnetizare (număr, amplitudine, durată) necesare obţinerii unui anumit nivel de magnetizare evaluat prin mărimea :

$$w = \frac{\sqrt{\int_0^a [B(x) - Br]^2\,dx}}{Br \cdot \sqrt{a}} \cdot 100\ [\%].$$

Diagrama de magnetizare a fost construită pentru $w = 5\%$ şi $a = 50$ mm, dar ea poate fi utilizată şi pentru alte grosimi, ţinînd seama de criteriul de similitudine : $a^2/T = \text{constant}$.

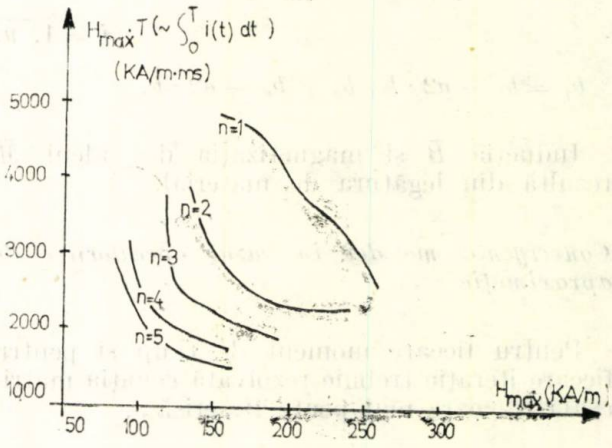


Fig. 5. Diagrama de magnetizare pentru $a = 50$ mm.

Totodată, cunoscîndu-se caracteristicile magnetizorului se poate face conversia coordonatelor la mărimi ușor măsurabile de tipul curentului electric prin magnetizor.

Utilizarea diagramei se face astfel: se dă un impuls de curent prin magnetizor căruia i se măsoară parametrii $\int_0^T i\,dt$ și Imax, obținîndu-se un punct în planul curbelor-limită. Se ia curba imediat superioară și se determină astfel numărul de impulsuri ce trebuie date în continuare pentru atingerea nivelului de magnetizare propus. Curba trasată pentru $n=5$ este considerată o limită absolută, impulsurile avînd parametrii situați sub aceasta, nefiind utilizabile.

5. Concluzii

Metoda iterativă prezentată permite studierea cîmpului electromagnetic în materiale magnetice neliniare, luîndu-se în considerare și fenomenul de histerezis în toată complexitatea sa. Programul de calcul elaborat permite obținerea de informații asupra distribuției cîmpului în interiorul unui magnet permanent. Se optimizează astfel procesul magnetizării în sensul alegerii corespunzătoare a parametrilor impulsurilor aplicate pe magnetizor (amplitudine, durată, frecvență) în vederea obținerii unor proprietăți cît mai uniforme ale magnetului și la un nivel cît mai ridicat.

Modelul matematic elaborat pentru curbele de magnetizare-demagnetizare impus de prezența fenomenului de histerezis se remarcă prin simplitate și eficiență. Metoda prezentată are avantajul unei stabilități globale a soluției problemei, indiferent de discretizările considerate. Stabilitatea locală este asigurată printr-o discretizare suficient de fină a domeniilor. Convergența metodei este sigură și suficient de rapidă chiar în absența unor factori de suprarelaxație.

Procedeul de calcul are un caracter modular, părțile componente fiind independente. Astfel, modelul matematic al caracteristicilor de magnetizare-demagnetizare poate fi adaptat conform determinărilor experimentale a acestor curbe, programul de calcul „culegînd" informațiile necesare din matricea caracteristicilor memorată într-un fișier.

De remarcat este faptul că metoda permite studierea fenomenului de magnetizare a magneților permanenți în mai multe impulsuri. Acest procedeu conferă o mai bună uniformitate a nivelului de magnetizare în magneții permanenți. El a fost mai puțin studiat datorită dificultăților introduse de prezența histerezisului.

Bibliografie

[1] *Mocanu, C. I.* Teoria cîmpului electromagnetic, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1981.

[2] *Hănfilă, I. F.* Contribuții asupra teoriei mașinilor de curent continuu cu magneți permanenți — teză de doctorat, Institutul Politehnic București, 1976.

[3] *Cristescu, E.* Analiză funcțională, E.D.P., București, 1983.

[4] *Istrătescu, V.* Intoducere în teoria punctelor fixe. Editura Academiei R.S.R., București, 1973.

[5] *Hănfilă, I. F.* Mathematical models of the relation between B and H for non-linear media. In: Rev. Roum. Sci. Techn.-Elth. et Energ., no. 3—1974, p. 429—448.

CZ 681.2:531.7

APARATE DIGITALE DE MĂSURĂ

Multimetru digital

IOAN DIACONESCU, CSUKA AJTONY * — TG. MUREŞ

Generalităţi

Faţă de aparatele analogice de măsurat, cele digitale prezintă o serie de avantaje : stabilitate în funcţionare mai bună, precizie superioară etc. ; semnalele discrete pot fi transmise, modificate şi prelucrate cu precizie şi siguranţă mult mai mari decît semnalele continue, prezentînd şi o imunitate ridicată faţă de perturbaţii [1].

Mărimile analogice de măsurat sînt convertite în mărimi digitale, purtătorul de informaţii digital fiind caracterizat doar prin două stări : *O* sau *L* [Low] şi *l* sau *H* [High], valorile absolute ale acestor stări fiind standardizate.

În cadrul acestui articol se prezintă un multimetru digital care poate funcţiona ca :

— *frecvenţmetru* pentru :

— semnale TTL (domeniul de măsurare 0,1 — — 50 MHz) ;

— semnale periodice sinusoidale, dreptunghiulare, triunghiulare etc., (domeniul de măsurare 0,1 Hz — 10 MHz — cu sensibilitatea de intrare de 50 mV şi valori permise ale tensiunii de intrare 50 mV—500 V) ;

— *Voltmetru* pentru tensiune continuă, cu domeniul de măsurare 10 mV÷500 V.

De asemenea, aparatul poate funcţiona şi ca *generator de frecvenţă etalon* cu ieşire reglabilă în trepte (20 valori diferite : 0,1—0,5— —1—5—10 — 50 —100—500 Hz ; 1 — 2—5— —10—20—50—100—200—500 kHz ; 1 — 2 — 4 MHz).

Principiul de funcţionare şi schema aparatului

Multimetrul digital realizat face parte din categoria aparatelor digitale de măsurat la care aparatul, pe care se bazează toată măsurarea, este un frecvenţmetru. Frecvenţmetrul digital utilizează metoda numărării impulsurilor într-o perioadă de timp bine şi foarte exact stabilită, precizia acestei perioade de timp determinînd precizia măsurărilor efectuate. Schema-bloc simplificată a frecvenţmetrului este prezentată în figura 1. Unitatea centrală a frecvenţmetrului este constituită dintr-un grup de numărătoare decadice, registre şi decodificatoare care comandă afişajele de 7 segmente cu leduri. Poarta de intrare a numărătorului este comandată de impulsul *Tm* (generat de circuitul de comandă), reprezentînd perioada în care se efectuează măsurare şi de impulsurile cu frecvenţa f_x a semnalului de măsurat, furnizate de circuitul de formare a impulsurilor care generează semnale dreptunghiulare de nivel TTL [2].

Circuitul de comandă furnizează numărătorului impulsurile funcţionale care asigură rularea corectă a comenzilor pe durata unei măsurări, deci ştergere-numărare-trecere în registre-afişare.

La circuitul de comandă sînt conectate baza de timp şi oscilatorul cu quartz. Semnalele cu frecvenţa f_0 ale oscilatorului de bază sînt divizate în aşa fel încît circuitul de comandă să producă un semnal de durată *Tm* care poate să reprezinte unitatea de timp sau un multiplu sau submultiplu al unităţii de timp.

Transmiterea semnalelor între decade se face în serie ; fiecare numărător primeşte simultan comanda de transcriere şi ştergere. În cadrul unei decade de numărare transmiterea informaţiilor se face paralel, ieşirile de la numărător sînt cuplate paralel la registru, iar ieşirea regis-

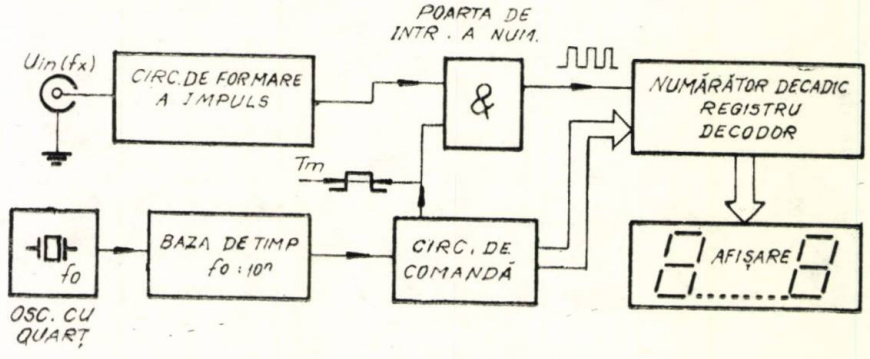


Fig. 1. Schema-bloc a frecvenţmetrului numeric.

* Dr. ing. *Diaconescu, I.* — Inst. de Învăţămînt Superior — Tg. Mureş, sing. *Csuka, Ajtony* — C.A.P.-Mureşeni.

trului legată paralel la decodificator și de la acesta la elementul de afișare.

Oscilatorul cu quartz (fig. 2) folosește un cristal de quartz cu frecvența de rezonanță $f_0 = 4$ MHz. Frecvența de oscilație se poate modifica în mică măsură cu ajutorul condensatorului semireglabil, operație absolut necesară la etalonarea oscilatorului.

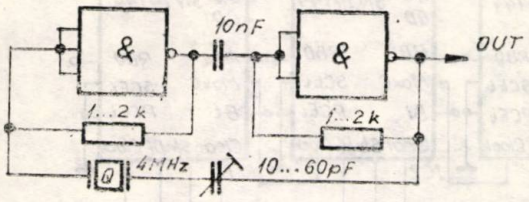


Fig. 2. Schema oscilatorului cu quartz.

Baza de timp — furnizează frecvențele uzuale pentru circuitul de comandă; în acest scop s-a utilizat un lanț de divizare cu ieșirile de: 100 Hz (10 ms); 10 Hz (100 ms); 1 Hz (1 s); 0,1 Hz (10 s).

Circuitul de comandă prin producerea și selectarea semnalelor pentru ștergere, numărare, transcriere etc., se comportă ca un automat fix, programat, care comandă și controlează rularea operațiilor în cadrul unei măsurări, respectiv repetarea ciclică a măsurătorilor.

Schema de principiu a circuitului de comandă este prezentată în figura 3. Ieșirile transcriere

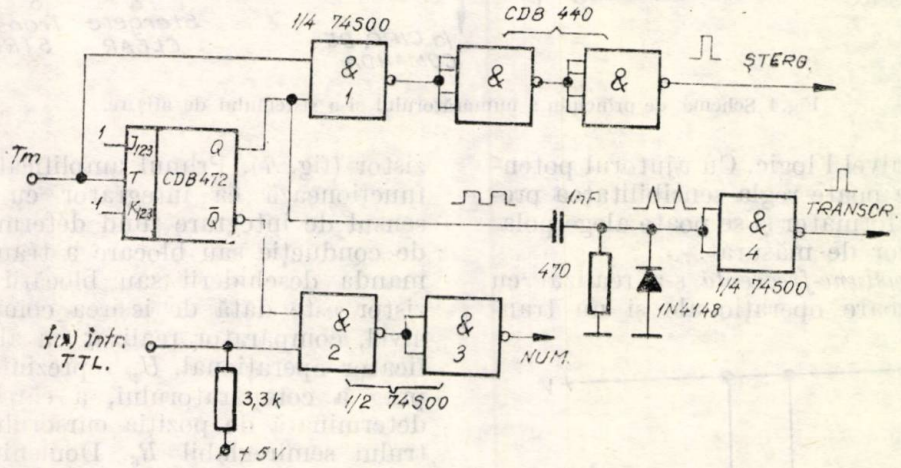


Fig. 3. Schema circuitului de comandă.

și ștergere comandă șase intrări ale circuitelor integrate din decadele de numărare. Semnalul T_m comandă bistabilul JK stăpîn-sclav; intrările JK fiind la nivel „1" logic starea bistabilului se schimbă la fiecare impuls de tact.

În figura 4 este prezentată schema de principiu a *numărătorului și a sistemului de afișare*. Circuitul integrat SN74144 care a fost utilizat la realizarea schemei conține un numărător, un registru și un decodificator pentru afișare cu șapte segmente. Numărătorul este de tip asincron cu transport succesiv; intrarea D_p este destinată comenzii punctului (virgulei) zecimal, iar intrările RBI și RBO sînt conectate la un circuit logic care realizează stingerea zerourilor nesemnificative. Pe intrările BI, dacă se aplică nivel 1 logic, se stinge afișarea, indiferent de numărul afișat.

Pornind de la ideea că, aplicînd acest nivel „1" logic periodic cu o anumită frecvență, se poate regla intensitatea luminoasă a afișării s-a realizat un circuit în acest scop, prezentat în figura 5. Circuitul este un oscilator de relaxare — circuit astabil — care generează impulsuri al căror factor de umplere se poate regla între valorile 0,05—0,95, perioada impulsurilor generate rămînînd constantă.

Comutatoarele K_1 și K_2 sînt acționate sincron și au rolul de stabilire a domeniului de măsurare. Tot sincron cu K_1 și K_2 funcționează K_3 destinat indicării pe panoul frontal al aparatului, cu ajutorul unor leduri, a domeniului de măsurare. Pentru a putea urmări funcționarea corectă a bazei de timp, respectiv a oscilatorului cu quartz, aceste leduri primesc alimentarea de la ieșirea de 1 Hz din baza de timp [3], [4], [6].

Preamplificatorul și formatorul de semnal de bandă largă, funcționează pînă la 50 MHz și este alimentat cu o tensiune de 12 V (fig. 6).

Tranzistorul cu efect de cîmp T_1, în montaj de repetor pe sursă, este protejat contra supratensiunilor cu diodele D_1 și D_2. Acest tranzistor comandă un amplificator diferențial format cu tranzistoarele T_2 și T_3. Tranzistorul T_4, cu emitorul legat la pămînt, este în starea inițială blocat; tensiunea de colector, datorită diodei Zener D_4, este menținută la valoarea de 4,7 V, adică ieșirea, din punct de vedere

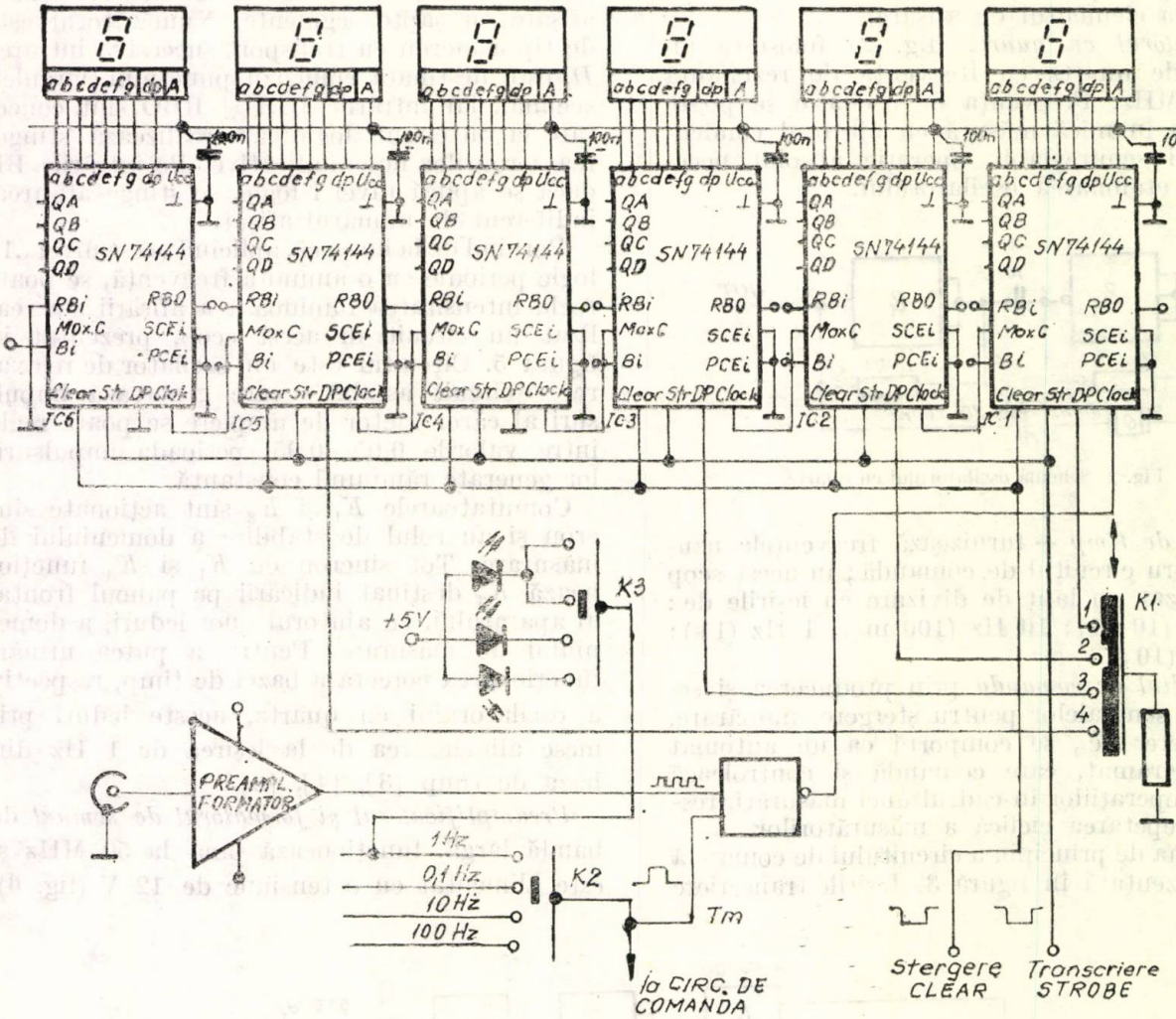


Fig.4 Schema de principiu a numărătorului și a sistemului de afișare.

TTL, se află la nivel 1 logic. Cu ajutorul potențiometrului P se poate regla sensibilitatea preamplificatorului formator și se poate alege polaritatea semnalelor de măsurat.

Convertorul tensiune-frecvență s-a realizat cu două amplificatoare operaționale și un tranzistor (fig. 7). Primul amplificator operațional funcționează ca integrator cu dublă pantă, sensul de integrare fiind determinat de starea de conducție sau blocare a tranzistorului. Comanda deschiderii sau blocării acestui tranzistor este dată de ieșirea comparatorului de nivel, comparator realizat cu al doilea amplificator operațional. U_p reprezintă tensiunea de prag a comparatorului, a cărei valoare este determinată de poziția cursorului potențiometrului semireglabil R_6. Domeniul de variație a frecvenței s-a fixat prin alegerea corespunzătoare a valorilor componentelor pasive din circuitul de integrare, precum și a tensiunii de prag U_p. Impulsurile de ieșire au polaritatea dublă și amplitudinea determinată de mărimea tensiunii de alimentare. Pentru înlăturarea acestor inconveniente (din punct de vedere al compatibilității TTL) s-a realizat o tăiere a semiperioadelor negative cu ajutorul diodei D_1 și o aducere la nivel TTL cu ajutorul divizării de tensiune realizată cu rezistențele R_9 și R_{10} [5].

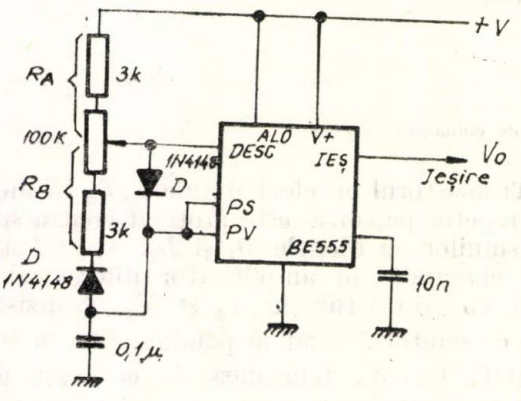


Fig. 5. Circuitul pentru reglarea intensității luminoase a afișării.

Blocul de *alimentare și stabilizare* are schema electrică prezentată în figura 8. Tensiunea de referință pentru stabilizatorul realizat cu circuitul integrat βA-741 este luată de la stabilizatorul parametric de 15 V. Circuitul integrat este folosit pentru amplificarea semnalului de eroare. Tranzistorul T_{15}, s-a folosit pentru comanda tranzistorului de putere T_{16}, care nu poate fi comandat direct de către circuitul integrat βA-741.

Cu ajutorul potențiometrului P se poate ajusta valoarea tensiunii stabilizate, astfel încît valoarea de 5 V se poate regla exact.

Pe partea de 15 V s-au folosit stabilizatoare parametrice simple, stabilizarea tensiunii obținîndu-se cu ajutorul a două condensatoare de capacitate mare (3 300 μF).

Realizarea practică

Urmînd linia de evoluție a tehnicii moderne în realizarea practică a multimetrului prezentat s-a urmărit utilizarea în proporții cît mai largi a circuitelor integrate, reducîndu-se la minimum utilizarea tranzistoarelor. La proiectarea blocurilor componente s-a ținut seama și de posibilitatea utilizării unor circuite integrate specializate, care înglobează mai multe circuite simple. S-a obținut astfel o reducere a numărului de piese montate, o reducere de volum și o creștere a siguranței în funcționare.

În realizarea practică a multimetrului s-a urmărit în mod special utilizarea unor componente electronice realizate de IPRS-Băneasa.

Pe aceeași placă cu circuitul de comandă s-a realizat și un divizor cu 16 al frecvenței de intrare și semnalului T_m. Acest lucru a fost necesar pentru mărirea domeniului de măsurare, deoarece circuitele integrate din care s-a realizat numărătorul au ca frecvență-limită de funcționare frecvența de 12 MHz.

Pentru a putea selecționa frecvențele de măsurat pînă la 10 MHz și cele mai mari decît

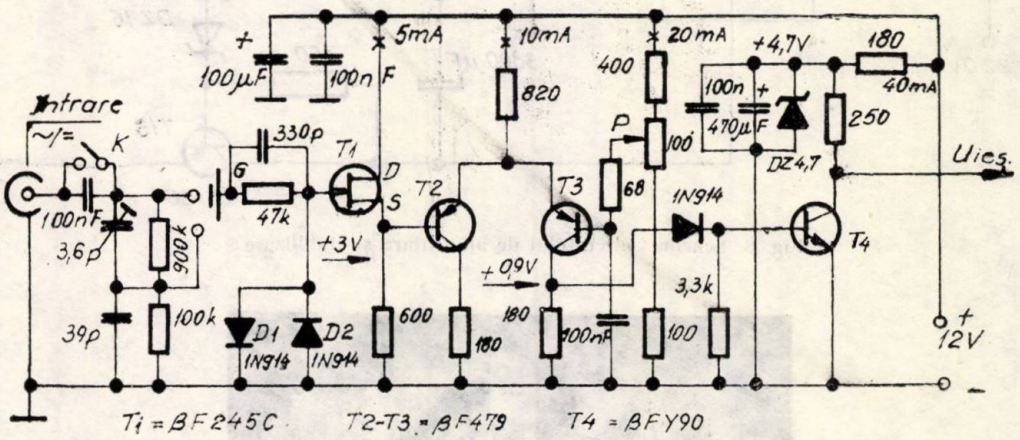


Fig. 6. Schema preamplificatorului și formatorului de impulsuri.

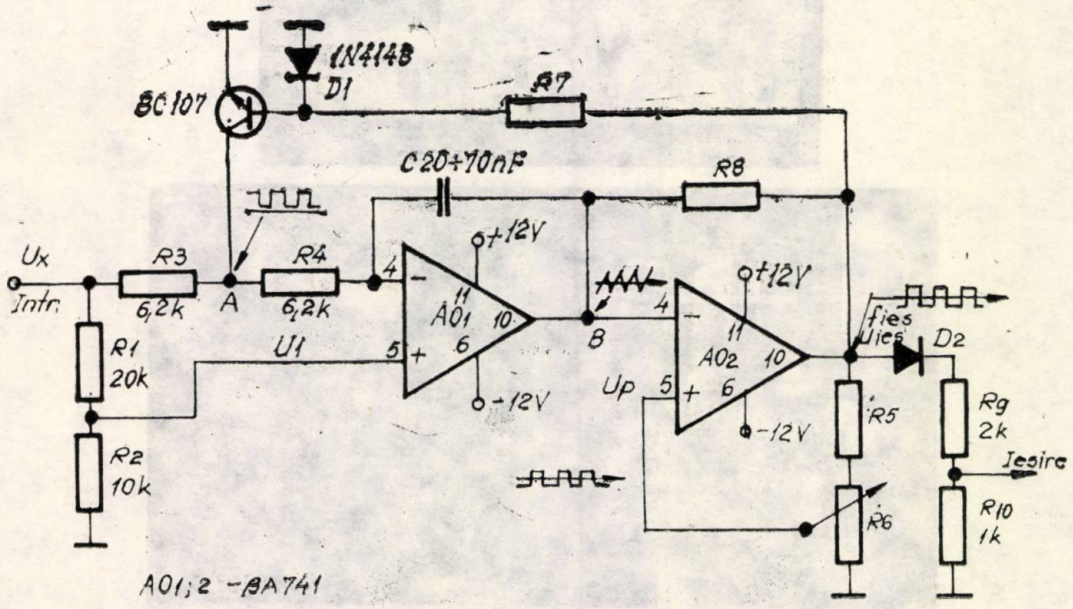


Fig. 7. Schema convertorului tensiune-frecvență.

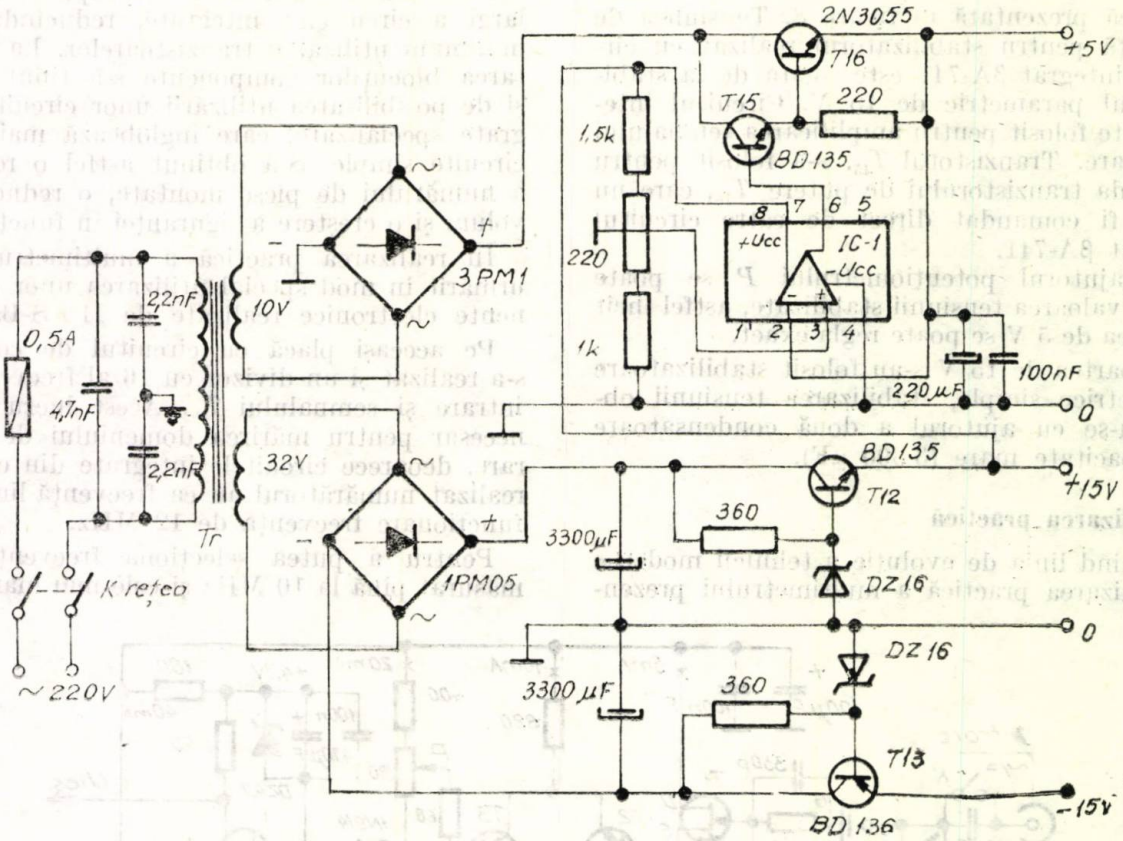


Fig. 8. Schema circuitului de alimentare și stabilizare.

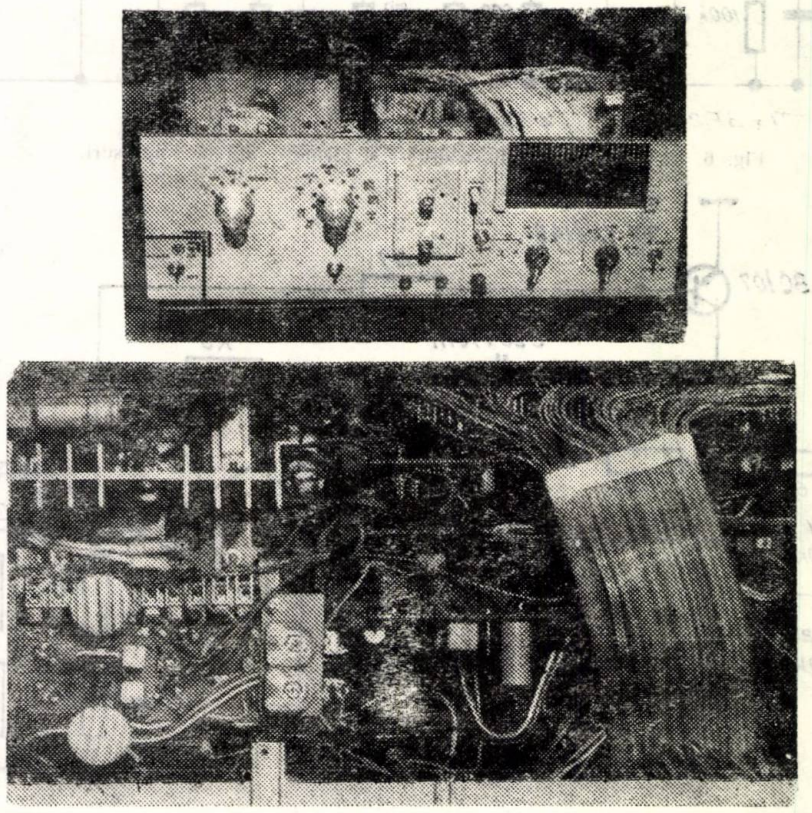


Fig. 9. Vedere a panoului frontal și a interiorului multimetrului realizat practic.

10 MHz, pe panoul frontal al aparatului s-a montat un comutator cu două poziții care are acest rol de extindere a domeniului de măsurare.

Afișarea celor 6 cifre a fost realizată cu ajutorul a trei circuite de tipul WQE24D.

Între ieșirile circuitelor SN74144, care comandă afișarea și circuitele de afișare s-au montat rezistențe de limitare a curentului.

Circuitul pentru reglarea intensității luminoase a afișării și circuitul logic de stingere a zerourilor nesemnificative au fost realizate practic pe aceeași placă.

Pentru o funcționare corectă pînă la frecvențe de 50 MHz s-a realizat montarea amplificatorului formator de impulsuri cît mai aproape de prima poartă logică a numărătorului.

La amplasarea butoanelor și întrerupătoarelor pe panoul frontal al aparatului, precum și la amplasarea și alegerea culorii (verde) afișajului s-a ținut seama de considerente ergonomice și de design.

În figura 9 sînt prezentate o vedere a panoului frontal și o vedere interioară a multimetrului numeric realizat practic.

Bibliografie

[1] *Millea, A.* Măsurări electrice. Principii și metode, Ed. Tehnică București, 1980.

[2] *Rozsa, S.* Digitalis frekvencia-mérör és radioskolak — Radiotechnika Evkönyve — 1981, p. 226.

[3] *Morris, R., L., Miller, J., R.,* Proiectarea cu circuite integrate TTL Ed. Tehnică, 1974.

[4] *Diaconescu, I.* Comanda automată a mașinilor-unelte, vol. I. Circuite logice. Institutul de subingineri, Tg. Mureș, 1985.

[5] ... Catalog de circuite integrate digitale. I.P.R.S. Băneasa 1979.

[6] *Maican, S.* Sisteme numerice cu circuite integrate. Culegere de probleme. Ed. Tehnică, București 1980.

CRONICI

A II-a CONFERINȚĂ DE CALITATE ȘI FIABILITATE OCTOMBRIE 1988

În perioada 20—22 octombrie 1988 a avut loc cea de-a II-a Conferință de Calitate și Fiabilitate, organizată de Colectivul Central de Fiabilitate al Ministerului Industriei Electrotehnice, cu sprijinul CIEA-IAMSAT și CIETC și în colaborare cu Inspectoratul General de Stat pentru Controlul Calității Produselor.

La Conferință a participat un mare număr de specialiști din întreaga țară, peste 250, reprezentînd institute de cercetare și de învățămînt superior, centrale industriale, întreprinderi și alte unități economice. În cele patru secții de lucru au fost prezentate 148 de comunicări pe următoarea structură :

— Calitate — 37
— Fiabilitate — 56
— Metrologie — 9
— Testare-diagnoză — 46.

În cadrul Conferinței au fost organizate și trei mese rotunde, care prin problematica supusă dezbaterilor a suscitat discuții aprinse. Prin conținutul lucrărilor susținute, participarea la discuții și concluziile desprinse din dezbaterile în cadrul secțiilor și al meselor rotunde, a II-a Conferință de Calitate și Fiabilitate s-a constituit într-o manifestare elocventă a stadiului actual și a perspectivelor în domeniul asigurării calității și fiabilității produselor, al dezvoltării activităților de metrologie, testare și diagnoză, în contextul dezvoltării întregii economii naționale și al progresului tehnic.

În cele ce urmează se prezintă un scurt rezumat al desfășurării lucrărilor Conferinței.

Ședințe plenare

În desfășurarea Conferinței au avut loc două ședințe plenare : una de deschidere și una de comunicări.

În prima parte a Conferinței tovarășii Angela Voicilă — adjunct al ministrului industriei electrotehnice ; Mihai Buracu — inspector general al I.G.S.—CCP ; Niculai Barbălată — inspector șef al IGSCCP și Dan Stoichițoiu — șeful Colectivului Central de Fiabilitate al M.I.Et., au subliniat importanța acestei manifestări de prestigiu în contextul programului privind îmbunătățirea nivelului tehnic și calitativ al produselor —obiectiv prioritar al economiei naționale, al creșterii calității și competitivității produselor și promovării lor la export.

Conferința a mai beneficiat de prezența și cuvîntul tovarășului Emilian Toth — secretar cu probleme economice la Comitetul Județean de Partid—Caraș Severin, ca și a tovarășei Ioana Andreaș din partea comitetului de organizare.

În cea de-a doua parte a conferinței s-au prezentat următoarele referate de sinteză :

— *Probleme actuale ale teoriei și ingineriei fiabilității sistemelor* — de dr. ing. Ulrich Wiener — șef de secție la Institutul Național de Metrologie.

— *Fiabilitatea sistemelor* — de prof. dr. ing. Vasile Nitu — Institutul Politehnic București.

— *Programe-expert* — de dr. ing. Cezar Ionescu.

— *Calitatea procesului de învățămînt*—de prof. dr. ing. Vasile Cătuneanu.

— *Identităţi fundamentale de fiabilitate* — de prof. dr. Dumitru Niculescu.

— *Asigurarea metrologică a calităţii* — de dr. ing. Dan Stoichiţoiu.

Pe scurt, lucrările s-au desfăşurat astfel :

Secţia calitate

În cadrul acesteia s-au prezentat 37 de comunicări în care, un rol predominant l-au avut lucrările privind proiectarea şi implementarea sistemelor de asigurare a calităţii în proiectare, fabricaţie şi montaj (14) şi metode şi proceduri de control (9) ; alte lucrări au tratat utilizarea calculatorului, controlul statistic, organizarea controlului, cerinţe privind calitatea unor materiale şi produse cu destinaţie specială, standardizarea în domeniul calităţii, indicatori de calitate, probleme economice şi sociale ale calităţii etc.

Secţia fiabilitate, a inclus cel mai mare număr de comunicări — 56, axate pe probleme de teoria fiabilităţii, metode şi modele (11) ; fiabilitatea echipamentelor şi sistemelor (9) ; fiabilitatea operaţională (7) ; fiabilitatea software-ului şi a factorului uman (5) ; încercări de fiabilitate (5) ; programe de fiabilitate şi de optimizare (9) etc. Un număr important de lucrări (7) au tratat probleme de fiabilitate a materialelor şi produselor aprovizionate ; a clauzelor contractuale de fiabilitate.

Secţia metrologie, deşi a cuprins mai puţine lucrări (9) acestea s-au remarcat prin problematica tratată privind perspectivele activităţii de metrologie şi încadrarea în sistemul de asigurare a calităţii, extinderea rolului metrologiei în creşterea calităţii produselor, în general, şi a mijloacelor de măsurare, în special.

Secţia testare-diagnoză, a cuprins 46 de comunicări selectate pe patru grupe mari de probleme : testarea şi diagnoza tehnică cu ajutorul calculatorului ; sisteme tolerante la defectări ; testarea şi calificarea materialelor şi proceduri de control şi verificare pentru diferite materiale ; aparate şi echipamente destinate obiectivelor nucleare.

Mese rotunde

În cadrul Conferinţei au fost organizate trei mese rotunde, la secţiile Calitate, Fiabilitate şi Testare-diagnoză.

La secţia Calitate aceasta a pus în dezbatere probleme de actualitate privind proiectarea şi implementarea sistemelor de asigurare a calităţii în cadrul unităţilor economice. Totodată, s-au prezentat şi două referate privind experienţa în aplicarea sistemului de asigurare a calităţii şi rolul examinărilor tehnice în asigurarea calităţii interne şi externe, în evaluarea şi determinarea gradului de implementare a programului de asigurare a calităţii. Din dezbateri a rezultat necesitatea întocmirii unor standarde şi reglementări oficiale privind cerinţele sistemelor de asigurare a calităţii şi a modului de organizare pentru satisfacerea acestor cerinţe.

În cadrul mesei rotunde privind secţia de Fiabilitate dezbaterile au avut ca temă „Bănci de date şi programe de fiabilitate". S-au prezentat trei referate privind realizările I.T.C.I. în organizarea unor bănci de date de fiabilitate şi programe de analiză şi calcul al fiabilităţii. Discuţiile pe marginea referatelor au prilejuit un util schimb de experienţă al diferitelor colective din institute de cercetare şi proiectare şi unităţi economice privind realizările în domeniu. S-a constatat astfel că mai multe colective au preocupări comune, neexistînd o coordonare unitară a acestora, iar realizările nu sînt popularizate şi cunoscute pentru a fi implementate. S-a subliniat necesitatea unei bănci de date de fiabilitate atît pentru componentele electronice, cît şi pentru cele mecanice şi electromecanice şi organizarea unor astfel de bănci de date pe profile, întreprinderi, centrale sau ministere.

S-au subliniat, de asemenea, necesitatea unirii eforturilor susţinute ale diverselor colective şi constituirea unei biblioteci de programe de fiabilitate, inclusiv de optimizare în domeniul dimensionării stocurilor pieselor de rezervă, acţionărilor de mentenanţă etc.

Masa rotundă a Secţiei testare-diagnoză, intitulată „Diagnoza tehnică în asigurarea calităţii" pe marginea unor referate prezentate de colective de specialişti de la IEMI şi IIRUC a subliniat importanţa sistemelor tehnice de diagnoză automată şi a inteligenţei artificiale în diagnoza tehnică automată ca mijloace de creştere şi asigurare a calităţii şi competitivităţii produselor.

Specialiştii prezenţi la dezbateri au subliniat importanţa acestei manifestări, care s-a desfăşurat la un nivel tehnico-ştiinţific superior.

Produse noi fabricate de VEB Kombinat Nachrichtenelektronik — R.D.G.

Instalaţii telefonice mici UVA 100 şi UVA 200

Instalaţiile telefonice mici UVA 100 şi UVA 200 fac parte dintr-un sistem universal de instalaţii telefonice UVA care a fost realizat pentru soluţionarea celor mai diferite sarcini telefonice în birouri, mici întreprinderi, filiale de întreprinderi şi în alte unităţi asemănătoare de mărime corespunzătoare, în cabinete medicale şi în sectorul particular (acasă) de către combinatul VEB Kombinat Nachrichtenelektronik. Sistemul include instalaţii complet electronizate cu comandă prin microcalculator, dispozitive analogice de stabilire a legăturii directe a căilor telefonice, sub formă de instalaţii cu posturile

conectate în serie și de instalații de anticameră, precum și de instalații mici de abonat cu post secundar. Totodată, sistemul mai include aparate terminale speciale, componente de completare și accesorii. Datorită sistemului modular existent se pot realiza diferite variante constructive, respectiv pot fi conectate diferite echipamente.

Instalațiile telefonice din sistemul UVA asigură desfășurarea rapidă a comunicațiilor interne, precum și un acces rapid la rețeaua telefonică publică. Față de instalațiile electromecanice tradiționale acestea oferă posibilități tehnice extinse, precum și un grad sporit de utilizare întrucît ele reunesc o multitudine de funcțiuni. Posibilitatea de a racorda diverse echipamente suplimentare, cum sînt dictafonul, aparatul de răspuns la apeluri telefonice, selectorul automat, aparatul de telecopiat sau interfonul, face să crească utilitatea instalațiilor. Ca echipamente terminale pot fi racordate toate aparatele telefonice care funcționează după procedeul de selecție prin impulsuri, conform normelor internaționale. Pot fi utilizate atît aparate moderne cu selecție cu taste, cît și aparate cu disc de apel.

Instalația telefonică mică UVA 100 este o instalație de abonat cu post secundar prevăzută, cu precădere, pentru întreprinderi foarte mici ca și pentru sectorul particular. În varianta de bază aceasta posedă un cordon de legătură la rețeaua publică și două linii pentru abonați. Cu ajutorul unor subansamble aceasta poate fi extinsă la patru abonați sau la trei abonați plus un abonat cu legătură telefonică simplex (de exemplu interfonul). Ea funcționează cu alimentare de la rețeaua de 200 V/110 V.

Instalația telefonică UVA 200 este un echipament de abonat cu post secundar pentru sectorul comercial, posedînd două conducte de legătură la rețeaua publică și șase linii pentru abonați. Este posibilă extinderea cu doi abonați sau cu un abonat și cu un abonat cu legătură telefonică simplex. Instalația UVA 200 funcționează cu alimentare de la rețeaua de 220 V/110 V, sau la tensiunea continuă de 60 V/48 V. Printre avantajele funcționale ale instalației UVA 100 se înscriu, utilizarea pentru conferințe, transferarea apelului, reapelare în cazul întreruperii în timpul întrebării și comutarea postului de operatoare. Instalația UVA 200 oferă, în plus, printre altele, sondarea abonatului ocupat, protecție de apel, blocarea numărului de telefon, repetarea selecției numărului de telefon format ultimul, precum și conectarea abonaților autorizați.

Sistem codificat de telecomandă CFS 1 000 pentru aparate și instalații din domeniul tehnicii aplicate de televiziune elaborat de VEB-Kombinat Nachrichtenelektronik

Pentru utilizarea tehnicii aplicate de televiziune în cele mai diferite domenii este necesară telecomanda obiectivelor, a comutatoarelor selective ale camerelor, a aparatelor de repartiție a imaginii și a componentelor specifice ale instalațiilor. Sistemul codificat de telecomandă CFS 1 000, realizat de combinatul VEB Kombinat Nachrichtenelektronik, servește la comanda de la distanță a funcțiilor de exploatare de acest tip ale instalațiilor de teleobservare. Sistemul este comandat de microcalculator și se caracterizează prin transmisia cu două conductoare a tuturor funcțiilor de comandă, ceea ce face ca, față de sistemul de telecomandă FZ 20 folosit pînă în prezent, să se obțină o reducere apreciabilă a necesarului de cabluri și a volumului de lucrări de montaj. De la emițătoarele de telecomandă de tip FS, (care necesită spațiu redus, posedă o memorie programabilă EPROM și posibilitatea de preluare a comenzii, respectiv de cedare a comenzii, între posturi de deservire diferite) impulsurile de comandă, repartizate paralel sau în formă de stea, ajung la receptoarele de telecomandă ale aparatelor individuale. Din sistemul codificat de telecomandă CFS 1 000 fac parte diferite emițătoare de telecomandă, cu design modern, prevăzute pentru diverse domenii de utilizare în calitate de echipament de deservire propriu-zis, cum sînt, de exemplu, emițătorul de telecomandă FS 1030, dispozitivul de panoramare și înclinare a camerei KSNE 2041 și KSNE 2031, repartitoarele video cu bare încrucișate VKS 2010/2011 și mecanismele de teleacționare a varioopticii VFA 1011/1021.

Emițătorul de telecomandă FS 1030 permite comandarea a 96 de camere, deci a funcțiilor lor optice, a funcțiilor de panoramare și înclinare, a teleconectării la rețea și realizarea altor instrucțiuni de conectare și pe lîngă aceasta transmiterea semnalelor între 96 de camere și 96 de monitoare.

Au fost sporite în mod considerabil, de asemenea, funcțiunile celorlalte aparate individuale față de produsele precedente. Astfel, comutatorul selectiv automat al camerei de televiziune este liber-programabil. Există posibilitatea preselectării unei succesiuni oarecare de mișcări de panoramare și realizarea automată a acesteia, ca și posibilități de conectare pentru maximum patru funcțiuni externe, respectiv aparate (de exemplu faruri) pentru fiecare cameră de televiziune. Viteza de transmisie a sistemului codificat de telecomandă este de 2,4 kbit/s; distanța de transmisie este de maximum 5 km, fără amplificator intermediar.

Echipament de televiziune pentru citit FLE 1040

Instalația de televiziune pentru citit FLA 1010, concepută special pentru necesitățile persoanelor cu vederea slăbită într-un grad avansat și utilizată în multiple cazuri cu succes, a fost perfecționată de întreprinderea VEB Studio-

technik Berlin din cadrul combinatului VEB Kombinat Nachrichtenelektronik. Noul echipament de televiziune pentru citit FLE 1040 a luat naştere în baza unei strînse colaborări cu Uniunea orbilor şi a persoanelor cu vederea slăbită din R.D.G. şi cu instituţii medicale pentru boli de ochi cum este, de exemplu, Clinica oftalmologică a spitalului Charitè din Berlin. La punerea la punct a acestui echipament s-a ţinut seama de experienţa acumulată în utilizarea produsului antecedent, de dorinţele utilizatorilor, precum şi de cele mai recente cunoştinţe tehnice.

Şi în cazul echipamentului de televiziune pentru citit FLE 1040 s-a menţinut divizarea în aparatul de captare a imaginii şi aparatul de redare a imaginii, care pot fi utilizate independent unul de altul, precum şi concepţia de bază pentru componenta de captare a imaginii. În baza acestui principiu, echipamentul FLE 1040 este alcătuit dintr-o cameră de televiziune, un obiectiv acţionat cu motor, cu distanţă focală variabilă, o masă în cruce, cu deplasare în două direcţii orizontale, un dispozitiv de iluminare şi elementele de deservire. Echipamentul de televiziune pentru citit permite explorarea pe secvenţe a unui original plan cu lumină directă, o selecţie progresivă a mărimii secvenţei, datorită modificării distanţei focale a obiectivului, mărirea de 5 pînă la 25 de ori a secvenţei explorate a originalului, în cazul redării pe un aparat de redare a imaginii cu o diagonală de 61 cm a tubului cinescop şi o poziţionare optimă a originalului cu ajutorul mesei în cruce. Este asigurată deplasarea uşoară a mesei în cruce pe direcţia rîndurilor textului (axa X); poziţia de centru este blocabilă. Deplasarea în direcţie verticală faţă de direcţia rîndurilor textului (axa Y), cu posibilitate de frînare, asigură rămînerea în rîndul ales din text în timpul deplasării în direcţia rîndului.

În vederea adaptării individuale a imaginii la acuitatea vizuală a utilizatorului aparatul este dotat cu un comutator pentru redarea pozitivă sau negativă a imaginii, cu un dispozitiv reglabil de acoperire a rîndurilor textului, începînd de la marginea superioară şi inferioară a imaginii simetric spre centrul imaginii, precum şi cu o posibilitate de limitare a nivelului de alb în trei trepte, în vederea suprimării fondului luminos al imaginii, care eventual deranjează, în cazul transmiterii pozitive a caracterelor scrise.

Pentru redarea imaginii se poate folosi orice monitor alb-negru, sau orice receptor de televiziune (FFÎ, canal 4/CCIR) întrucît echipamentul de televiziune pentru citit este echipat cu un modulator de FÎ corespunzător. Distanţa de transmisie este de maximum 2,5 m.

Date tehnice

	Axa X	Axa Y
Format pentru originalul folosibil	442 mm	297 mm (A3 transversal)
Distanţa de deplasare a mesei în cruce	278 mm	260 mm
Suprafaţa explorată pe original	max 105 mm min 23 mm	max 79 mm min 17 mm

Înălţimea maximă a originalului 50 mm

Ieşiri : — semnal video neinfluenţat
— semnal video manipulat
— semnal video manipulat, modulat în FÎ

Greutatea : cca. 20 kg.

NOTĂ

La articolul intitulat **„Preocupări actuale în Institutul de Cercetare Ştiinţifică şi Inginerie Tehnologică pentru Electrotehnică privind utilizarea surselor noi de energie"**, publicat în revista E.E.A.—Electrotehnica nr. 6/septembrie 1988, se include în rîndul autorilor şi **Dan Teodoreanu** — ICPE.

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA" (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Electrotehnice, apare în cadrul Institutului de Cercetare Ştiinţifică şi Inginerie Tehnologică pentru Industria Electrotehnică (I.C.P.E.) Bucureşti. Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la redacţia revistei, Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 şi 695, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 301700301 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii, ca şi pentru persoane particulare este de 120 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA şi AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM" — departamentul export — import presă — Bucureşti — Calea Griviţei nr. 64—66. P.O.B. — 2001 — Telex 01.12.26

Tiparul :
Întreprinderea Poligrafică „Informaţia"
Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25, cd. 1047

E 2040/1

ETE

REFERÁLVA

R 1989 -07- 20

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREȘTI • ANUL 37 • NR. 3 • APRILIE 1989

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 37 Nr. 3 aprilie 1989

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.365.2 : 621.365.5

INSTALAŢII ELECTROTERMICE
CINETICA ÎNCĂLZIRII PRIN INDUCŢIE
SURSE CONCENTRATE DE ENERGIE

Sămărescu, D. F. : **Evoluţia şi tendinţele de modernizare ale instalaţiilor electrotermice.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 3, apr 1989, p. 81

Lucrarea se referă la evoluţia şi preocupările legate de creşterea duratei de viaţă a utilajelor electrotermice, îmbunătăţirea randamentului lor şi a factorului de putere, ca şi la tendinţele dezvoltării electrotermiei.

CZ 621.319.4 : 537.226.1

ÎNCĂLZIRE DIELECTRICĂ
CONDENSATOR DE SARCINĂ

Gavrilă, H., Spinei, F., Radu, L. : **Utilizarea încălzirii dielectrice în procese tehnologice industriale.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 3, apr 1989, p. 88

Se prezintă sintetic principalele caracteristici ale procesului încălzirii dielectrice, avantajele sale în raport cu celelalte procedee de încălzire utilizate în tehnică, ca şi un studiu complet de caz, analizîndu-se diferitele variante de configuraţie posibilă pentru condensatorul de sarcină. Se insistă asupra criteriilor de eficienţă şi economicitate ce trebuie luate în considerare la adoptarea soluţiei finale.

CZ 621.365.2 : 621.213.4

INSTALAŢII ELECTROTERMICE
MAŞINI AGRICOLE

Vasiluţă, V., Dogaru, M., Zaharia, C. : **Folosirea instalaţiilor electrotermice în construcţia maşinilor agricole.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 3, apr 1989, p. 97

Se tratează despre utilizarea raţională a instalaţiilor electrotermice în construcţia maşinilor agricole.

CZ 621.314.263. : 621365.5

TRIPLOR DE FRECVENŢĂ
OPTIMIZARE
CUPTOR DE INDUCŢIE

Ghiţă, C. : **Utilizarea optimă a triploarelor feromagnetice de frecvenţă în metalurgie.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 3, apr 1989, p. 100

Se prezintă un mod de calcul al capacităţilor de compensare aflate în circuitele de sarcină şi de compensare ale unui triplor feromagnetic de frecvenţă de tip Spinelli, astfel încît aceasta să funcţioneze cu randament maxim şi cu factori de putere cît mai apropiaţi de unitate.

CZ 621.3.013 : 651.926.08 : 001

FEROSONDE DIFERENŢIALE
CÎMP MAGNETIC DE DISPERSIE
PROIECTARE

Sămărescu, D. Fl. : **Aspecte de proiectare şi funcţionare ale tradutoarelor de tip ferosondă.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 3, apr 1989, p. 103

Se prezintă elementele de bază ale proiectării ferosondelor diferenţiale cu miezuri drepte, destinate măsurării intensităţii cîmpului magnetic de dispersie. S-a considerat util să se insiste asupra aspectelor fizice determinante între care se dovedeşte importantă analiza influenţei permeabilităţii diferenţiale şi alegerea materialelor miezurilor.

CZ 621.3.015 :621 3.015.51

TENSIUNE DE SUSŢINERE
TENSIUNE DE STRĂPUNGERE
ENERGIE DE STRĂPUNGERE

Voiculescu, E. : **Determinarea tensiunilor colector-emitor maxim-admisibile ale tranzistoarelor de putere.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 3, apr 1989, p. 110

Lucrarea descrie metode şi circuite de măsură a tensiunilor de susţinere şi de străpungere ale tranzistoarelor bipolare de putere şi un procedeu nedistructiv de determinare a energiei de străpungere secundară cu osciloscopul. Funcţionarea circuitelor prezentate este ilustrată cu oscilograme ridicate experimental.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. ing. C. APETREI ; dr. ing. I. BĂTRÎNA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. teh. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. M. HANGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN , ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.365.2: 621.365.5

ЭЛЕКТРОТЕРМИЧЕСКИЕ УСТАНОВКИ
КИНЕТИКА ИНДУКЦИОННОГО НАГРЕВА
КОНЦЕНТРИРОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ ЭНЕРГИИ

Сэмэреску, Д. Ф.: **Эволюция и тенденции модернизации электротермических установок.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 37,** nr. 3, апр 1989 г., стр. 81

Работа относится к эволюции и связанных с повышением срока жизни электротермических установок занятиями, с повышением их у.д.к. и коэффициента мощности, а также с тенденциями развитии электротермии,

---

УДК 621.319.4: 537.226.1

ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ НАГРЕВ
КОНДЕНСАТОР НАГРУЗКИ

Гаврилэ. Х., Спиней. Ф., Раду. Л.: **Применение диэлектрического нагрева в промышленных технологических процессах.**

Е.Е-А. — **Electrotehnica 37,** nr. 3, апр 1989 г., стр. 88

Синтетически представляются главные характеристики процесса диэлектрического нагрева, его преимущества в соотношении с другими используемыми в технике способами нагрева, а также полное изучение в одном случае, анализируясь разные варианты возможной конфигурации конденсатора нагрузки. Настаивается на критерии эффективности и экономии, необходимых учитывать при усвоении конечного решения.

УДК 621.365.2: 621.213.4

ЭЛЕКТРОТЕРМИЧЕСКИЕ УСТАНОВКИ
СЕЛЬСКОХОЗЯЙСТВЕННЫЕ МАШИНЫ

Василуцэ. В., Догару. М., Захария. К.: **Использование электротермических установок при конструкции сельскохозяйственных машин.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 37,** nr. 3, апр 1989 г., стр. 97

Рассматривается использование электротермических установок при конструкции сельскохозяйственных машин рациональным способом.

УДК 621.314.263: 621.365.5

УСТРОИТЕЛЬ ЧАСТОТЫ
ОПТИМИЗАЦИЯ
ИНДУКЦИОННАЯ ЭЛЕКТРОПЕЧЬ

Гицэ, К.: **Оптимальное употребление ферромагнитных устроителей частоты в области металлургии.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 37,** nr. 3, апр 1989 г., стр. 100

Представляется расчётная модель для возможностей компенсации в нагрузочных выравнивающих цепях ферромагнитного устроителя частоты типа Спинелли, так что он работал бы с максимальным к.п.д. и с ближащими к единицы коэффициентами мощности.

УДК 621.3.013: 651.926.08: 001

ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ ФЕРРОЗОНДЫ
МАГНИТНОЕ ПОЛЕ РАССЕЯНИЯ
ПРОЕКТИРОВАНИЕ

Сэмэреску, Д. Фл.: **Аспекты проектирования и функционирования преобразователей типа феррозонды.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 37,** nr. 3, апр 1989 г., стр. 103

Представляются основные элементы проектирования дифференциальных феррозонд с прямыми сердечниками, предназначенных измерению интенсивности магнитного поля рассеяния. Считается полезным настаивание на определяющие физические аспекты, среди которых главными являются анализ влияния дифференциальной проницаемости и выбор материала из которого сделан сердечник.

УДК 621.3.015: 621.3.015.51

ПОДДЕРЖИВАЮЩЕЕ НАПРЯЖЕНИЕ
ДИЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ПРОЧНОСТЬ
ПРОБИВНАЯ ЭНЕРГИЯ

Войкулеску, Е.: **Определение максимально допустимых напряжений коллекто-эмиттер транзисторов мощности.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 37,** nr. 3, апр 1989 г., стр. 110

В работе описываются методы и схемы измерения поддерживающего напряжения и дизлектрической прочности двухполюсных мощных транзисторов и неразрушительный способ определения пробирной вторичной энергии при помоши осцилоскопа.

INHALT

DK 621.365.2 : 621.365.5

ELEKTROTHERMISCHE ANLAGEN
KYNETIK DER INDUKTIONSERWÄRMUNG
KONZENTRIERTE ENERGIEQUELLEN

Sămărescu, D. F.: **Entwicklung und Modernisierungstendenzen von elektrothermischen Anlagen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** Nr. 3, April 1989, S. 81

Der Beitrag behandelt die Entwicklung und die Bemühungen bezüglich der Verlängerung der Lebensdauer der elektrothermischen Anlagen, der Verbesserung ihres Wirkungsgrades und des Leistungsfaktors sowie die Entwicklungstendenzen der Elektrothermie.

DK 621.319.4 : 537.226.1

DIELEKTISCHE ERWÄRMUNG
LASTKONDENSATOR

Gavrilă, H., Spinei, F., Radu, L.: **Anwendung der dielektrischen Eerwärmung in den technologischen Industrieprozessen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** Nr. 3, April 1989, S. 88

Es werden synthetisch die wichtigsten Charackteristiken des dielektrischen Erwärmungsprozesses, ihre Vorteile verglichen mit den anderen in der Technik verwendeten Erwärmungsverfahren, sowie eine vollständige Fallunter-

suchung, wobei die verschiedenen möglichen Konfigurationsvarianten für den Lastkondensator analysiert werden vorgestellt. Die Wirksamkeits — und Ökonomizitätskriterien, die für die Annahme der endgültigen Lösung in Betracht gezogen werden müssen, werden hervorgehoben.

DK 621.365.2 : 621.213.4

ELEKTROTHERMISCHE ANLAGEN
LANDWIRTSCHAFTSMASCHINEN

Vasiluță, V., Dogaru, M., Zaharia, C.: **Anwendung von elektrothermischen Anlagen im Landwirtschaftsmaschinenbau.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, Nr. 3, April 1989, S. 97

Die rationelle Verwendung der elektrothermischen Anlagen im Landwirtschaftsmaschinenbau wird behandelt.

DK 621.314.263 : 621.365.5

FREQUENZVERDREIFACHER
OPTIMIERUNG
INDUKTIONSOFEN

Ghiță, C.: **Optimale Verwendung der ferromagnetischen Frequenzverdreifacher in der Metallurgie.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, Nr. 3, April 1989, S. 100

Es wird eine Berechnungsmethode der in den Last — und Kompensierungsschaltungen eines ferromagnetischen Frequenzverdreifachers vom Spinelli-Typ befindlichen Kompensierungskapazitäten vorgestellt, so dass dieser mit maximalem Wirkungsgrad und bestmöglichstem Leistungsfaktor funktioniert.

DK 621.3.013 : 651.926.08.001

DIFFERENTIELLE FEROSONDEN
DISPERSATIONSMAGNETFELD
ENTWURF

Sămărescu, D. F.: **Entwurfs- und Funktionierungsaspekte der Geber vom Ferrosonden-Typ.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, Nr. 3, April 1989, S. 103

Es werden die Grundelemente zum Entwurf der differentiellen Ferrosonden mit geraden Kernen zur Messung der Intensität des Dispersationsmagnetfeldes vorgestellt. Es wurde auf die bestimmenden physischen Aspekte, unter denen die Analyse des differentiellen Permeabilitätseinflusses und die Auswahl der Kernmatarialien wichting sind, eingegangen.

DK 621.3.015 : 621.3.015.51

ERHALTUNGSSPANNUNG
DURCHSCHLAGSSPANNUNG
DURCHSCHLAGSENERGIE

Voiculescu, E.: **Bestimmung der maximal zulässigen Kollektor- und Emitterspannungen der Leistungstransistoren.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, Nr. 3, April 1989, S. 110

Im Beitrag werden Methoden und Messschaltkreise der Erhaltungs- und Durchschlagsspannungen der bipolaren Leistungstransistoren und ein zerstörungsfreies Bestimmungsverfahren der sekundären Durchschlagsenergie mit dem Oszilloskop beschrieben. Die Funktion der vorgestellten Schaltkreise wird mit Hilfe von experimentell bestimmten Oszillogrammen verdeutlicht.

CONTENTS

DC 621.365.2 : 621.365.5

ELECTROTHERMAL INSTALLATIONS
INDUCTION HEATING CINETICS
CONCENTRATED ENERGY SOURCES

Sămărescu, D. F.: **Evolution and Up — dating Tendencies of the Electrothermal Installations.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, No. 3, April 1989, p. 81

In the paper the evolution and preoccupations related to the increase of the electrothermal life time, the improvement of their efficiency and power factor, as well as the general tendencies of the electrothermics development, are presented.

DC 621.319.4 : 537.226.1

DIELECTRIC HEATING
LOAD CAPACITOR

Gavrilă, H., Spinei, F., Radu, L.: **Dielectric Heating Application in Industrial Processes.**

EE.A. — **Electrotehnica 37**, No. 3, April 1989, p. 88

Synthetically, the main characteristics of the dielectric heating process, its advantages as compared to the other heating procedures used in technics, are presented. A complete case study in which different possible configurations of the load capacitor are used is pointed out to. Emphasis is laid on the efficiency and economies of scales criteria to be taken into account when making an option for the final solution

---

DC 621.365.2 : 621.213.4

ELECTROTHERMAL INSTALLATIONS
FARMING MACHINES

Vasiluță, V., Dogaru, M., Zaharia, T.: **Electrothermal Installation Application in Farming Machine Building.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, No. 3, April 1989, p. 97

The problem of the rational usage of the electrothermal installations for the farming machine building, is dealt with.

DC 621.314.263 : 621.365.5

FREQUENCY TREBLER
OPTIMIZATION
INDUCTION OVEN

Ghiță, C.: **Optimal Usage of Frequency Ferromagnetic Treblers in Metal Working Industry.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, No. 3, April 1989, p. 100

A computation method of the compensating capacities within the load circuits and a procedure for the compensation of a Spinelli-type frequency ferromagnetic trebler, are presented, that will make possible their operation at a maximum efficiency and at power factors as close as possible to the unity.

DC 621.3.013 : 651.926.08 : 001

DIFFERENTIAL FERROMAGNETIC PROBE
LEAKAGE MAGNETIC FIELD
DESIGN

Sămărescu, D. Fl.: **On the Design and Operation of Ferromagnetic Probe-Type Tranducers.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, No. 3, April, 1989, p. 103

The fundamentals of the design of straight core differential ferromagnetic probes for the measurement of the leakage megnetic field strength, are presented. We considered useful to insist upon the determined physical aspects, underlining the importante of the differential permeability and the choice of the core materials.

DC 621.3.015 : 621.3.015.51

HOLDING VOLTAGE
BREAKDOWN VOLTAGE
BREAKDOWN ENERGY

Voiculescu, E.: **Determination of Maximally Admissible Collector-Emitter Voltages in Power Transistors.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, No. 3, April, 1989, p. 110

In the paper, methods and measuring circuits for the holding and breakdown voltages of the power transistors, as well as a nondestructive assessing procedure for the secondary breakdown energy, by means of an oscilloscope, are presented. The operation of the presented circuits is illustrated by means of experimental oscillograms.

SOMMAIRE

CD 621.365.2 : 621.365.5

INSTALLATIONS ÉLECTROTHERMIQUES
CINETIQUE DE CHAUFFAGE PAR INDUCTION
SOURCES CONCENTRÉES D'ÉNERGIE

Sămărescu, D. F.: **Evolution et tendances de modernisation des installations électrothermiques.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 3, avril 1989, p. 81

Le travail traite de l'évolution et des préoccupations liées à l'accroissement de la fiabilité des outillages électrothermiques, de l'optimisation de leur rendement et du facteur de puissance, de même que des tendances du développement de l'électrothermie.

CD 621.319.4 : 537.226.1

CHAUFFAGE DIÉLECTRIQUE
CONDENSATEUR DE CHARGE

Gavrilă, H., Spinei, F., Radu, L.: **Utilisation du chauffage diélectrique dans les processus technologiques industriels.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 3, avril 1989, p. 88

On présente de manière synthétique les principales caractéristiques du processus de chauffage diélectrique, ses avantages par rapport aux autres procédés de chauffage utilisés dans le domaine technique, de même qu'une étude complète de cas, en analysant les diverses variantes de configuration possible pour le condensateur de charge. On insiste sur les critères d'efficience et d'économicité qui doivent être pris en considération pour l'adaptation de la solution finale.

CD 621.365.2 : 621.213.4

INSTALLATIONS ÉLECTROTHERMIQUES
MACHINES AGRICOLES

Vasiluță, V., Dogaru, M., Zaharia, C.: **Utilisation des installations électrothermiques dans la construction des machines agricoles.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 3, avril 1989, p. 97

On traite de l'utilisation raisonnable des installations électrothermiques dans la construction des machines agricoles.

CD 621.314.263 : 621.365.5

TRIPLEUR DE FRÉQUENCE
OPTIMISATION
FOUR D'INDUCTION

Ghiță, C.: **Utilisation optimale des tripleurs ferromagnétiques de fréquence en métallurgie.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 3, avril 1989, p. 100

On présente une manière de calcul des capacités de compensation qui existent dans les circuits de charge et de compensation d'un tripleur ferromagnétique de fréquence de type Spinelli, de manière que celui-ci fonctionne avec un rendement maximal et avec des facteurs de puissance aussi proches que possible de l'unité.

CD 621.3.013 : 651.926.08 : 001

SONDES FERROMAGNÉTIQUES DIFFÉRENTIELLES
CHAMP MAGNÉTIQUE DE DISPERSION
CONCEPTION

Sămărescu, D. Fl.: **Aspects de conception et de fonctionnement des traducteurs de type sonde ferromagnétique.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 3, avril 1989, p. 103

On présente les éléments de base de la conception des sondes ferromagnétiques différentielles noyaux droits, destinées au mesurage de l'intensité du champ magnétique de dispersion. On a considéré utile d'insister sur les aspects physiques déterminants entre lesquels s'avèrent importants l'analyse de l'influence de la perméabilité différentielle et le choix des matériaux des noyaux.

CD 621.3.015 : 621.3.015.51

TENSION D'ENTRETIEN
TENSION DE PERÇEMENT
ENERGIE DE PERÇEMENT

Voiculescu, E.: **Détermination des tensions collecteur-émetteur maximum admissibles des transistors de puissance.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 3, avril 1989, p. 110

Le travail décrit des méthodes et des circuits de mesurage des tensions d'entretien et de percement des transistors bipolaires de puissance et un procédé non-destructif de détermination de l'énergie de percement secondaire par l'intermédiaire d'un oscilloscope. Le fonctionnement des circuits présentés est illustré par des oscillogrammes réalisées de manière expérimentale.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Electrotehnica nr. 3

CZ 621.365.2 : 621.365.5

INSTALAŢII ELECTROTERMICE
CINETICA ÎNCĂLZIRII PRIN INDUCŢIE
SURSE CONCENTRATE DE ENERGIE

Evoluţia şi tendinţele de modernizare ale instalaţiilor electrotermice

DAN FLORIAN SĂMĂRESCU * – BUCUREŞTI

Vocabularul Uniunii Internaţionale de Electrotermie defineşte electrotermia ca parte a ştiinţei şi tehnologiei tratînd transformări ale energiei electrice în căldură, în scopuri utile.

Cîteva etape importante în dezvoltarea electrotermiei.

Domeniul teoriei

1822 — J.B.I. Fourier elaborează teoria analitică a propagării căldurii;

1837 — M. Poisson dezvoltă unele aspecte matematice şi experimentale;

1843 — Joule enunţă renumita lege care-i poartă numele.

1870 — J. C. Maxwell stabileşte ecuaţiile de bază ale cîmpului electromagnetic.

1884 — W. Thomson (Lord Kelvin) rezolvă prima problemă de încălzire a unui conductor prin trecerea curentului electric.

1930 — A. Avramescu introduce în ecuaţia căldurii variaţia rezistenţei şi căldurii specifice cu temperatura şi rezolvă în aceste condiţii ecuaţia căldurii. Aplică metoda energetică la stabilirea temperaturii conductoarelor parcurse de curent electric.

R. Răduleţ determină în 1930—1937 creşterea randamentului cuptoarelor de inducţie în funcţie de constantele de material ale sarcinii şi mantalei, grosimea optimă şi coeficientul de formă, deci aspecte de optimizare.

Cuptoare cu rezistenţe

1761 — 1767 — Franklin, Kinnersley şi Priestley au reuşit să încălzească pînă la incandescenţă şi să topească fire subţiri.

1859 — Simpson depune primul brevet referitor la încălzirea prin rezistenţe.

1882 — depunerea primului brevet german privitor la încălzirea electrică.

Cuptoare cu arc

1753 — B. Franklin arată originea electrică a trăsnetului.

1800 — Humphry Davy realizează pentru prima dată o descărcare continuă între doi electrozi orizontali.

1815 — W. Siemens utilizează pentru prima dată arcul electric pentru topirea oţelului.

1899 — P.L.T. Heroult brevetează cuptorul cu arc electric.

1906 — Apariţia primului cuptor industrial cu arc electric.

Cuptoare cu inducţie

1860 — Foucault constată încălzirea conductoarelor datorită curenţilor induşi.

1887 — De Ferranti propune pentru prima dată să se aplice cuptoarelor utilizate în metalurgie fenomenul inducţiei electromagnetice.

1899 — Kjellin inventează cuptorul de inducţie cu canal deschis.

Încălzirea cu surse concentrate de energie

Încălzirea prin plasmă — primele studii s-au făcut în anii 1920 — 1925 şi s-a dezvoltat din 1960.

Ideea încălzirii cu fascicule de electroni a apărut prin 1900 în lucrările lui Von Pironi. Numai prin 1940 apar primele instalaţii semiindustriale.

Termenul de plasmă este introdus în 1928 de Irving Langmür.

Prima funcţionare a unui laser CO_2 pe lungimea de undă $\lambda \simeq 10{,}6$ μm a fost raportată de C.K.N. Patel în 1964. Laserii T.E.A. — CO_2 au apărut în 1970.

Se poate aprecia că în prezent şi în perspectivă se manifestă tendinţa de creştere a consumului de electricitate în scopuri electrotermice. Din cantitatea de energie electrică utilizată în scopuri industriale, care ocupă ponderea cea mai ridicată din consumul total, o parte însemnată este folosită în electrotermie; astfel, în anul 1950, ponderea acestui consum era de

* Dr. ing. *Sămărescu D. F.* — Institutul de Cercetare Ştiinţifică şi Inginerie Tehnologică pentru Electrotehnică — ICPE — Bucureşti.

peste 25% în RFG, peste 50% în Suedia, peste 20% în Franța și Japonia.

Mai mult de 50% din oțelul produs în Italia este oțel electric. În SUA în 1995 se va produce 45% oțel electric.

Din producția mondială de oțel, oțelul electric a ajuns la 25% în 1985, datorită, în special, îmbunătățirilor tehnologice; 80% din cuptoarele oțelăriilor din Vest posedă panouri răcite cu apă și realizează aproximativ 20 șarje pe zi.

Utilizarea curentului continuu conduce la o ușoară economie de energie (2%), consum mai redus de electrozi (se așteaptă 2 kg/t), micșorarea perturbațiilor rețelei.

Tendința de creștere a puterii instalate în utilaje electrotermice este însoțită de preocupări pentru creșterea duratei de viață a acestora, îmbunătățirea randamentului și factorului de putere.

Problemele dezvoltării electrotermiei sînt reale. Se conturează în prezent posibilități și tendințe cu efecte de durată variabilă.

Este posibil, în principiu, ca datorită situației energetice actuale, să se caute înlocuirea soluțiilor electrotermice de încălzire prin mijloacele anterioare. Dar, în primul rînd, substituirea nu se poate realiza integral; în al doilea rînd, dacă tehnologiile electrotermice vor fi înlocuite, întrucît sînt consumatoare de energie (se apreciază, în unele lucrări, că 25% din energia totală folosită pentru încălziri industriale este energie electrică), la introducerea apropiată a energiei nucleare, aceasta va putea fi utilizată în electrotermie numai dacă vor exista instalații adecvate. Ori, instalațiile electrotermice sînt relativ pretențioase și costisitoare. În al treilea rînd, în nici o țară din lume nu se constată scăderea ponderii electrotermiei.

Contractele economice și planul reprezintă baza noului mecanism economic. În acest cadru, deci nu numai al disponibilităților planificate de energie, se află limitele impuse de dezvoltarea electrotermiei. Este clar că în majoritatea cazurilor utilizatorii preferă izolațiile electrotermice, și ni se pare absolut normal aceasta, astfel încît rețineri pot manifesta numai furnizorii de energie electrică.

Trebuie menționat că utilizatorii preferă, fără rezerve, plata energei electrice furnizate.

Un alt aspect îl reprezintă evoluția continuă a exploatării instalațiilor și tehnologiilor electrotermice, tocmai, printre altele, în direcția reducerii consumului de energie. Se găsesc soluții pur energetice, între care folosirea bioenergiei, a energiei combustibililor fosili, atunci cînd ne situăm la vîrful curbei de sarcină, pentru al aplatiza, energia combustibililor fosili, fiind stocabilă.

Ca exemplu deja aplicat în această direcție se poate cita utilizarea arzătoarelor cu oxigen și combustibil în anumite faze ale elaborării oțelului în cuptoare electrice cu arc, ca și, preîncălzirea șarjei pentru aceleași cuptoare cu combustibili fosili. Se găsesc rezerve de eficiență și în domeniul organizării și reorganizării unor procese tehnologice.

În al treilea rînd, se produc echipamente electrotermice tot mai perfecționate, cu consumuri reduse; calitatea multor tehnologii și produse realizate prin folosirea acestora fiind superioară celor realizate în alt mod.

Folosirea bienergiei se impune să fie examinată atent.

Electrotehnologiile cu concentrare de energie, tehnicile de vîrf de încălzire (prin bombardament electronic, plasmă, laser, microunde), automatizarea și alte modernizări se impun în aplicații tot mai numeroase.

Vocația de vector-energie de rezervă rămîne și în viitor cu certitudine apanajul petrolului. Pentru asigurarea valorificării acestei calități certe, petrolul trebuie înlocuit de uraniu și cărbune, în multe aplicații.

Electricitatea pornind de la uraniu și cărbune este sursa de energie cea mai potrivită spre utilizare. În afara petrolului, aceste două surse de energie se pot utiliza, în metalurgie, doar prin intermediul electricității.

Electrotermia are șanse optime de dezvoltare acolo unde constituie o sursă de economisire a energiei primare, ceea ce nu înseamnă însă că ea nu se dezvoltă chiar în unele aplicații în care nu economisește energia.

Concurența cu alte surse de energie nu poate decît să stimuleze interesul electrotermicienilor pentru modernizări.

Se propune un schimb de experiență pe această temă.

Un exemplu privind complexitatea aspectelor electromagnetice la încălzirile prin inducție

Puterea transmisă variază proporțional cu rădăcina pătrată a frecvenței însă impedanța inductorului crește cu frecvența și astfel creșterea puterii prin variația frecvenței este limitată. Creșterea frecvenței conduce, în plus, la micșorarea adîncimii de pătrundere deci frecvențe ridicate sînt posibile doar la încălziri superficiale. Pe lîngă aceasta, pierderile în bateriile de condensatoare cresc și ele cu frecvența.

Cel mai indicat factor obiectiv care caracterizează calitatea soluției preconizate îl reprezintă, după cercetări recente, timpul cît piesa se găsește peste punctul critic; acest parametru caracterizînd cel mai bine efectele tratamentului termic se impune accentuarea cercetărilor. Se recomandă automatizarea stabilirii temperaturii.

Răcirea este și ea importantă.

Complexitatea problemei electrotermice impuse spre rezolvare de aplicațiile concrete ale încălzirilor prin inducție a făcut să fie elaborete numeroase metode analitice sau analitico-experimentale în care se adoptă metode diferite

pentru rezolvare sau expresii variate pentru modelarea evoluției parametrilor fizici ai materialului.

Aceste aspecte de cercetare trebuie să se afle în atenția celor chemați să adopte încălzirile prin inducție în cadrul unui contract de cercetare global sau în cercetări coordonate, unind eforturile unui număr mare de specialiști, (în special în teoria cîmpului electromagnetic și a căldurii), dar și în modele cu scheme echivalente, deduse tot prin utilizarea ecuațiilor Maxwell. Problema termică la rîndul său a beneficiat de multă atenție.

Ca rezultat au apărut și apar instalații de încălzire prin inducție tot mai perfecționate, cu reglaj de temperatură mai precis și consumuri mai reduse. De asemenea, rezultatele se reflectă în calitatea tratamentelor.

Realizări și tendințe de dezvoltare în electrotermie

Încălzirile industriale și tehnologiile termice se diversifică și îmbunătățesc în permanență; trăsătura dominantă, unificatoare, rămînînd în continuare legată de disponibilitățile de energie, alegerea preferențială a unei anumite surse de energie este consecința rarității resurselor alternative, sau a inovațiilor tehnologice, criterii care modifică condițiile de apreciere a diferitelor surse.

Energia electrică se poate utiliza în scopuri termice sub forme deosebit de variate : inducție electromagnetică, încălzire prin rezistențe, conducție, radiații infraroșii, histerezis, încălzire dielectrică la înaltă frecvență, microunde,pompe de căldură, arc electric, plasmă, bombardament electronic, laser etc.

Luînd în considerare schimbările survenite în piața energiei și importantele disponibilități de energie electrică corelate cu evoluția favorabilă a prețului acesteia, se poate justifica creșterea rapidă a utilizării energiei electrice în scopuri electrotermice, ca și necesitatea abordării aspectelor de creștere a eficienței.

În afara considerațiilor referitoare la costul și disponibilitatea electricității în scopuri termice în procese industriale, electrotermia datorează în mare parte dezvoltarea sa caracteristicilor specifice ale acestor forme de energie și anume :

— facilitatea de măsură, de control și reglare ;
— posibilitatea de localizare precisă a efectului termic ;
— randamentul foarte ridicat de conversie a energiei ;
— posibilitatea de obținere a unor temperaturi ridicate ;
— densitatea ridicată de putere ;
— posibilitatea de realizare a unor instalații modulare ;
— ușurința de automatizare și reproductibilitate ;
— control ușor al atmosferei de lucru ;
— calitatea ridicată a produselor elaborate ;
— micșorarea poluării și ameliorarea condițiilor de lucru, și nu în ultimul rînd, posibilitatea de mobilizare a energiei electrice în scopuri termice, sub forme foarte diverse.

Diversitatea tehnicilor posibile impune cercetarea — pentru fiecare proces industrial — a procedeului electrotermic cel mai bine adaptat.

Trebuie evitată greșeala de a examina echipamentele electrotermice după criterii similare celor impuse de evaluarea instalațiilor cu combustibil (în care rezistențele înlocuiesc arzătoarele), fiind necesar să se caute cele mai eficiente modalități și avantaje majore.

Chiar dacă în anumite perioade a existat tendința de scădere a prețului combustibililor, aplicațiile electrotermice au continuat să se multiplice fără încetare.

Dezvoltarea accentuată și eficientă a aplicațiilor electrotermiei este în strînsă legătură cu calitățile deosebite ale acestor tehnologii, cu aplicarea lor corectă și cu multiplele posibilități de modernizare. Este clar că nu numai punctul de vedere energetic impune natura soluției preferate. În fond optimizarea relației cost-calitate este dependentă de mulți factori complecși și se impune examinarea nu numai a aspectului energetic, al existenței autorizației energetice, chiar în cadrul procesului de omologare. Pentru produsele de importanță deosebită pentru economia națională, în cadrul cărora se situează și multe din instalațiile electrotermice este necesară o dublă încercare în fazele de omologare — încercările producătorului fiind urmate de cele efectuate în laboratoare de specialitate. Oricum, se impune examinarea cu atenție din punctul de vedere al tuturor aspectelor, a procesului de omologare și fixarea unui cadru unitar.

O soluție posibilă în unele situații o reprezintă modelarea proceselor fizice care contribuie la mai completa apreciere a soluției, anterior proiectării, chiar din faza de cercetare. Acțiunile inițiate pînă acum de Comitetul Român pentru Electrotermie, care se completează, natural, cu cele din actualul schimb de experiență, caută să desprindă cele mai potrivite modalități de promovare activă și eficientă a tehnologiilor electrotermice, problemă de mare însemnătate. La acestea se adaugă necesitatea elaborării unui studiu cît mai complet asupra multiplelor aspecte teoretice și experimentale, unele prezentînd, în continuare, neclarități, procesele electrotermice avînd complexitate deosebită.

Printre elementele esențiale care au stimulat dezvoltarea electrotermiei se pot enumera :

1. Creșterea densităților de putere, care conduce implicit la creșterea productivității. Posibilități largi în această direcție le oferă modernizările instalațiilor de încălziri clasice prin rezistențe arc, inducție și cu radiații infraroșii.

Există mai multe modalități de acționare în direcția creșterii eficienței, între care mai buna cunoaștere a mecanismului de schimburi termice și a fenomenelor electromagnetice.

Astfel, devine posibilă ridicarea de două-trei ori a densității de putere.

2. Recurgerea la procedee speciale, cu concentrare de energie, realizînd astfel densități de putere de pînă la 10^{16} kW/m^2 (tabelul 1).

Densitățile de putere realizate în electrotermie

Modul de încălzire	Densitate de putere, kW/m^2
— indirect, prin rezistențe	5 — 60
— dielectric înaltă frecvență	30 — 100
— infraroșu	10 — 300
— dielectric microunde	50 — 500
— inducție	50 — $5 \cdot 10^4$
— conducție	100 — 10^5
— arc	10^3 — $5 \cdot 10^5$
— plasmă	10^3 — $5 \cdot 10^6$
— bombardament electronic	10^4 — 10^{10}
— laser	10^5 — 10^{16}

3. Prioritatea acordată economiei de energie explică recurgerea crescîndă la electrotermie.

Prețul energiei electrice contribuie doar cu cîteva procente la prețul produsului. De aici ușurința cu care este privit acest aspect. Există și se pot identifica multe modalități de economisire a energiei și se va insista asupra lor pe parcurs.

Izolația convenabilă, reglarea fină, ridicarea coeficientului de utilizare și recuperare a energiei, sînt elemente care contribuie la diminuarea consumurilor specifice.

Un aspect deosebit îl reprezintă modul de tarifare și calcul al consumurilor, stabilirea corectă a coeficientului de echivalență între electricitate — sursă secundară și alte surse de energie — surse primare.

Analizînd aspectele legate de utilizarea electrotermiei, numai din punct de vedere al simplei substituiri a combustibilului fosil cu electricitate, se ajunge în multe situații practice la economii de energie substanțiale.

De exemplu, producerea cu mijloace electrice a apei calde în apropiere de consumator, lipsa fluidului colportor de căldură în unele aplicații de încălzire, oferă posibilități de economisire.

— La încălzirea directă prin conducție se suprimă prin producerea energiei direct în corp, orice problemă de transmisie de energie de la sursa de căldură la corpul de încălzit.

— La încălzirea indirectă se remarcă posibilitățile de descentralizare și modulare prin utilizarea procedeului electric.

— Încălzirea prin inducție permite scurtarea timpului de încălzire și asigură aplicații speciale la producția de serie.

— Încălzirea cu arc permite atingerea regimurilor UHP.

Utilizarea caracteristicilor specifice procesului face posibilă realizarea unei economii substanțiale de energie.

— Introducerea pe scară largă a electronicii este implicată în mare măsură la creșterea economiei de energie și dezvoltarea electrotermiei.

— Dezvoltarea unor noi sectoare de aplicare a procedeelor electrotermice — care necesită temperaturi mai ridicate sau mai puțin ridicate — spre exemplu sectorul alimentar — este în plină evoluție; aici se combină soluțiile noi cu recuperarea, descentralizarea, evoluția prețului electricității, inovațiile tehnologice.

În cele ce urmează se vor analiza pe scurt cîteva aspecte ale aplicării diferitelor procedee electrotermice:

Încălzirea prin rezistențe cu aplicare la cuptoarele cu rezistență

Folosirea electricității ca sursă de încălzire în astfel de instalații se apropie cel mai mult de folosirea combustibililor fosili.

Creșterea eficienței energetice este legată de cunoașterea mecanismului de transfer global al căldurii un cadrul căruia transferul prin radiație ocupă un loc important, mai ales la cuptoarele la temperatură înaltă.

Calculul riguros al puterii necesare trebuie să utilizeze variația cu temperatura a căldurii specifice a elementelor cuptorului și a încărcăturii și calculul cît mai exact al pierderilor. Precizia calculelor se îmbunătățește prin construcția unor modele și urmărirea comportării lor în timp.

Aprecierea performanțelor instalațiilor electrotermice se face, în general, prin precizarea randamentului termic (raportînd energia înmagazinată în piesa de încălzit la energia consumată), însă,din punct de vedere economic, un indicator elocvent este reprezentat de randamentul practic (consumul specific mediu pe o perioadă mai lungă).

Conform celor menționate în lucrările de specialitate, consumul specific în kWh/kg de piese variază neliniar, în funcție de coeficientul de încărcare a echipamentului și este mult mai redus la cuptoarele electrice cu rezistență. Totuși, costul energiei nu reprezintă în majoritatea cazurilor criteriul unic pentru alegerea modului de încălzire (cuptor cu combustibil sau electric), fiind necesară analiza criteriilor tehnice, economice și sociale combinate.

Deși randamentul practic al cuptoarelor cu rezistențe nu are o valoare unică, totuși experiența arată că la astfel de echipamente produsul randamentului electric este 95 % și termic are valori ridicate, care se situează între 50 — 75 % și fiind posibilă realizarea unor importante economii de energie.

Varietatea tipurilor posibile de cuptoare cu rezistență le face, de asemenea, apte pentru aplicații specifice.

Trebuie remarcate progresele continue realizate în fabricarea refractarelor, rezistențelor și izolațiilor. Alegerea naturii rezistențelor este fundamentală pentru optimizarea costului investiției și duratei de viață.

Forma elementelor încălzitoare și intensitățile ridicate conduc la apariția de cîmpuri magnetice puternice și crearea de forțe electromagnetice care trebuie cunoscute, fiindcă pot determina ruperea elementelor încălzitoare.

Trebuie, de asemenea, cunoscute aspectele coroziunii rezistențelor metalice.

În dezvoltarea cuptoarelor cu rezistențe (care în timp au suferit numeroase perfecționări) se conturează în continuare trei direcții:

— creșterea densității de putere și de temperatură ridicată;

— dezvoltarea cuptoarelor cu inerție termică slabă;

— dezvoltarea cuptoarelor sub vid.

Perfecționări recente au permis ridicarea performanțelor cuptoarelor cu rezistențe actuale, deasupra celor realizate de cuptoarele cu combustibil, chiar în domeniul vitezei de încălzire, atunci cînd se dorește.

Să analizăm ceva mai în amănunt unele aspecte cu privire la realizările și tendințele de dezvoltare în încălzirile prin inducție, bazate pe fenomenul inducției electromagnetice care conduce la apariția curenților Foucault în interiorul materialului și concomitent la crearea în material a surselor de căldură prin efectul Joule al acestor curenți.

Aplicațiile încălzirilor prin inducție nu se limitează la cazurile, desigur cele mai numeroase, ale corpurilor de încălzit plasate în interiorul unui solenoid, ci pot să facă apel la configurații foarte variate de inductoare — inductoare plane, liniare etc. și poziții relative diferite între inductor și piesă.

Avantajul inductorului solenoidal constă în posibilitatea realizării cîmpurilor magnetice deosebit de intense în interior prin superpoziția cîmpurilor magnetice create de fiecare spiră. Aspectele teoretice se referă la difuzia cîmpului electromagnetic, ceea ce conduce la posibilități de calcul a impedanțelor reale și raportate.

La realizarea încălzirilor prin inducție se produc simultan trei feluri de fenomene: transfer de energie de la bobină la corpul de încălzit pe cale electromagnetică, transformarea prin efect Joule a energiei electrice în căldură, transmisia prin conducție a căldurii în masa corpului încălzit.

Astfel se explică situația că un corp mai cald este încălzit de la un corp mai rece, fără contact direct, căldura fiind produsă în însăși piesa de călzit. Astfel se realizează și densitățile ridicate de putere în limitele 50 — 5.10^4 kW/m^2 și inerția termică redusă a încălzirilor prin inducție, reducîndu-se astfel pierderile termice.

Aceste proprietăți conferă încălzirilor prin inducție eficacitate energetică ridicată și posibilități de economii substanțiale de energie.

Pentru aplicații sînt esențiale două aspecte și anume repartiția curenților induși în piesă și calculul puterii disipate, ambele abordabile cu succes prin calcule teoretice.

O multitudine de factori influențează aplicarea optimă a acestor tehnologii, factori în legătură cu fluxul magnetic ce traversează corpul de încălzit și caracteristicile electrice ale inductorului și piesei. Știind că puterea transmisă piesei cilindrice în interiorul inductorului se poate exprima simplificat prin formula:

$$P = 2\pi^2 dh\, He^2 \sqrt{10^{-7}\rho\mu_r f},$$

se vede importanța deosebită ce trebuie acordată precizării adecvate a valorii pentru μ_2 la încălzirea materialelor feromagnetice și altor proprietăți fizice ale metalului de încălzit.

Formula simplificată a fost dedusă pe baza ipotezelor cîmp—magnetic uniform, cuplaj bun inductor piesă, curenții turbionari repartizați uniform în adîncimea de pătrundere piesă cilindrică etc.

În cazuri reale formula simplificată se corectează amplificînd-o cu coeficientul de transmisie a puterii, determinat prin calcule în funcție de raportul diametru-adîncime de pătrundere și de geometria piesei.

Curbele pentru factorul de transmisie a puterii se determină în cazuri particulare alese. Așa numiții coeficienți ai lui Baker au permis unificarea metodologiei de proiectare a inductoarelor, pornind de la problema de cîmp electromagnetic. Condiția esențială pentru a se realiza un factor de transmisie a puterii satisfăcător, în cazul încălzirii unei piese cilindrice, este ca raportul diametru/adîncime de pătrundere să fie mai mare de 3,5. Creșterea acestui raport peste 8—9 nu aduce nici o îmbunătățire randamentului încălzirii. Aceste considerente servesc la alegerea frecvenței.

În practică, avînd în vedere că cuplajul inductor-piesă nu este perfect, pentru calculul puterii transmise de la inductor la piesă se folosește formula:

$$P_{W/m^2} = 2\pi\, He^2 \sqrt{10^{-7}\rho\mu_r f}\;\; F.C.,$$

în care: F este factorul de transmisie a puterii, iar C este factorul de cuplaj (subunitar).

Factorul de cuplaj se găsește din expresii analitice și experimentale și se reprezintă în funcție de:

$$\frac{d}{D} = \frac{\text{diametrul piesei}}{\text{diametrul inductorului}},$$

pentru diferite valori :

$$\frac{D}{H} = \frac{\text{diametrul inductorului}}{\text{lungimea inductorului}} .$$

Pentru inductoare cu D/H mic cuplajul rămîne bun chiar dacă piesele încălzite sînt subțiri și d/D are valori reduse.

Concluziile referitoare la încălzirea pieselor cilindrice masive nu se pot transfera în situația încălzirii pieselor cilindrice goale cînd grosimea pereților este redusă în raport cu adîncimea de pătrundere. Repartiția curenților turbionari se modifică în peretele cilindrului, formula de calcul a puterii transmise piesei avînd expresia :

$$P_{W/m^2} = 2\pi He^2 \sqrt{10^{-7}\rho\mu_r f\, Q}$$

și variația factorului de transmisie a puterii în funcție de

$$\frac{\text{grosimea peretetelui}}{\text{adîncimea de pătrundere}} = \frac{a}{\delta}$$ pentru diferite raporturi

$$\frac{\text{grosime perete}}{\text{diametru exterior cilindru}} = \frac{a}{d}$$ diferă față de situația de la încălzirea cilindrului plin.

La încălzirea tuburilor subțiri, cînd $a/\delta \leqslant 1$ și $\frac{a}{d} \leqslant 0{,}1$ Q se calculează cu relația :

$$Q = \frac{(a/\delta)^3}{(a/\delta)^4 + 4\mu_r^2(a/d)^2} .$$

Efectul de uniformizare a curenților turbionari pe grosimea peretelui, conduce la factori mai ridicați pentru Q față de situația cînd se încălzește un cilindru masiv, dacă $\frac{a}{\delta}$ și $\frac{a}{d}$ se aleg potrivit.

Alegerea unei valori optime a frecvenței conduce la randament electric maxim (cînd și Q trece prin maxim).

Această frecvență este :

$$f = \frac{10^7 \rho \sqrt{3}}{2\pi^2 ad} .$$

În cazul unui diametru al piesei cunoscut și al unei frecvențe fixe, rezultă că grosimea peretelui pentru care randamentul este optim, să aibă valoarea $a = 2\mu_r\delta^2/d$, iar $Q_{max} = \frac{d}{4\mu_r\delta}$.

Se calculează astfel grosimea creuzetului de grafit la încălzirea pentru topire a nemetalelor.

În cazul încălzirii pieselor de forme diferite, determinarea puterii transmise se bazează nu numai pe calcule, ci și pe învățăminte deduse din experiențe anterioare.

Determinarea puterii transmise este în strînsă legătură cu determinarea randamentului electric :

$$\eta_e = \frac{P_w}{P_w + P_i} =$$

$$= \frac{\text{energia primită de piesă}}{\text{energia primită de piesă+energia disipată în inductor}},$$

$$\eta_e = \frac{R_{2echivalent} I_1^2}{(R_1 + R_{2echivalent}) I_1^2} =$$

$$= \frac{R_{2echivalent}}{r_1 - R_{2echivalent} \text{ independent de } I_1} .$$

Pentru a avea randament bun se caută P_i cît mai redus.

O expresie întîlnită adesea pentru calculul randamentului electric are forma :

$$\eta_e = \frac{1}{1 + g(D/d)(H/h)(1/F)(1/C)\sqrt{\rho_1\mu_1/\rho_2\mu_2}},$$

η_e necorespunzător poate conduce și la nerealizarea temperaturii dorite.

Permeabilitatea relativă μ_2 influențează valoarea randamentului direct și prin intermediul lui F (cu cît δ este mai mic F este mai mare, deci η_e crește).

Pentru încălzirea materialelor avînd permeabilitate ridicată, η_e depășește 90%. Astfel, pentru oțel cu $\mu_r = 100$ și $\rho = 60 \cdot 10^{-8}\Omega$m se ajunge la $\eta_e \sim 98\%$ (evident sub punctul Curie). La încălziri de 1 200°C, η_e rămîne totuși de 88%.

La încălzirea materialelor nemagnetice se găsește η_e de 60—70%, pentru aliaje de cupru și aluminiu. La încălzirea grafitului se realizează $\eta_{emax} \simeq 96\%$.

Creșterea rezistivității piesei are, de asemenea, influență benefică asupra randamentului. Totuși la ρ_2 mai mare crește δ și, în consecință, frecvența trebuie astfel aleasă încît să asigure δ suficient de mic încît $d/\delta > 3{,}5$, chiar cînd ρ_2 crește.

Frecvența intervine prin determinarea lui δ în valoarea randamentului, ea fiind mărimea care poate fi reglată de utilizator așa încît să se obțină randament ridicat. Raportul d/δ trebuie să fie mai mare de 4 pentru corpuri cu rezistivitate ridicată, cazuri în care $\eta_e > 80\%$.

Pentru corpuri nemagnetice, cu rezistivitatea scăzută (aliaje de Cu și Al) se preferă d/δ între 5 și 10 pentru a crește randamentul și așa redus.

Cu d/δ între 2 și 4, la încălzirea corpurilor feromagnetice sub punctul Curie, randamentul rămîne de 70—80%, dar scade sensibil în jur de 50% la încălziri deasupra punctului Curie și devine de ordinul 20%, inacceptabil la încălzirea corpurilor neferomagnetice cu mică rezistivitate.

Pentru $d/\delta < 2$ randamentul scade foarte mult.

Trasarea și analiza unei curbe a sensibilității randamentului în funcție de d/δ oferă indicații asupra influenței diferiților factori asupra randamentului, în funcție de zona în care se situează aplicația.

La încălzirea corpurilor feromagnetice alegerea frecvenței și a geometriei inductorului sînt mai puțin restrictive, randamentul electric fiind peste 90%, chiar pentru cuplaje mai proaste, randamentul este ridicat. O astfel de situație permite lăsarea liberă a zonei pentru alte operații, de exemplu, detensionarea.

În toate cazurile trebuie totuși căutată obținerea randamentului maxim.

Pentru corpuri nemagnetice sau feromagnetice încălzite peste punctul Curie, alegerea diferiților parametri trebuie făcută cu atenție, mai ales cînd rezistivitatea este scăzută.

Randamentul global este dependent atît de η_e cît și de pierderile de căldură și cele electrice în elementele componente ale instalațiilor.

Totuși, randamentul global nu este inferior cu mai mult de 5—15% față de randamentul electric, fiindcă timpul de încălzire este redus.

Comparativ cu randamentul altor moduri de încălzire, încălzirile prin inducție permit economii substanțiale de energie.

Corecta abordare a problemei electrotermice impune rezolvarea ecuațiilor cuplate ale cîmpului electromagnetic și căldurii. Eficacitatea termică a încălzirii depinde în mare măsură de concepția inductorului adaptat aplicației preconizate.

Adaptarea inductorului la sursă pe o plajă destul de largă se impune atunci cînd aceeași sursă se utilizează cu inductoare diferite.

Condiția de randament este preponderentă la inductoarele de tip solenoidal, folosite în special pentru încălziri în toată masa, la care costul energiei este important.

Forma inductoarelor este variată, aplicabilă în situații variate, iar pentru ameliorarea randamentului se pot folosi concentratoare de cîmp magnetic, care limitează scăpările și permit ridicarea randamentului pînă la 75% și reglarea precisă a temperaturii.

Un exemplu cu privire la posibilitățile de creștere a randamentului prin modernizări în electrotermie îl reprezintă utilizarea generatoarelor statice, care permit economii de energie de pînă la 20% față de energia consumată, utilizînd convertizoarele rotative. Sistemele de răcire și recuperare bine proiectate fac posibile economii sensibile de energie, crescînd randamentul cu mai mult de 10% prin utilizarea pompelor de căldură sau a sistemelor de schimbătoare de căldură.

Investițiile sînt recuperabile în 1—3 ani. Sînt utile cîteva date asupra consumurilor specifice caracteristice pe plan internațional pentru diferite procedee și aplicații de încălziri prin inducție.

Cuptoarele de inducție cu creuzet

Puterile specifice ale cuptoarelor care funcționează la frecvența rețelei sînt cuprinse între 220—400 kW/t. Puterile specifice ale cuptoarelor care funcționează la medie frecvență sînt cuprinse între 500—1 200 kW/t.

La topirea oțelului, consumul specific este de ordinul a 700 kWh/t la cuptoarele de mică capacitate și de 600 kWh/t la cuptoare mai mari (peste 200 kg).

Totuși, consumul mediu realizat este mai ridicat între 750—850 kWh/t.

La topirea fontei consumul mediu variază între 550 și 750 kWh/t, în funcție de modul de exploatare.

La utilizarea pentru menținere consumurile sînt mult mai reduse, între 100 — 200 kWh/t.

La topirea aliajelor ușoare de aluminiu și magneziu consumul specific se stabilește între 500—600 kWh/t.

La topirea cuprului și aliajelor de cupru consumul specific se află între 300 — 500 kWh/t (mai ridicat la topirea cuprului pur).

La cuptoarele cu creuzet de grafit consumurile se situează între 350—600 kWh/t.

La elaborarea aliajelor de zinc consumul specific este cuprins între 100 — 150 kWh/t.

La topirea aliajelor de nichel consumul specific este între 700 — 800 kWh/t.

Cuptoarele de inducție tip canal

Au avantaje specifice elaborînd mai ales produse de calitate superioară și anumite dezavantaje, printre care necesitatea menținerii cu încărcătură lichidă.

Au randament energetic ridicat, dar consumurile specifice sînt uneori mai mari din cauza necesității de a funcționa în permanență.

La topirea aliajelor de cupru consumul specific este între 280 — 400 kWh/t.

La topirea și menținerea aliajelor de aluminiu consumul specific este între 400 — 550 kWh/t.

La topirea și menținerea aliajelor de zinc consumul specific este cuprins între 90 — 120 kWh/t.

Problema determinării eficienței optime are importanță deosebită, fiind vorba de încălzire în toată masa. Factori diferiți concură la alegerea soluției (gradient de temperatură impus, raport între ρ și d optim, evitarea oxidării etc.).

Soluția optimă se determină experimental prin modelarea matematică și fizică a fenomenelor, considerînd și pierderile termice.

Valorile teoretice ale consumurilor specifice la încălzirea pentru forjare sînt următoarele:

— pentru oțel la 1 200°C teoretic se consumă 240 kWh/t, dar se realizează între 330 — 600 kWh/t;

— pentru aluminiu la 550°C valorile teoretice sînt de 145 kWh/t și se realizează 250 — 400 kWh/t;

— pentru cupru la 800°C, teoretic consumul este de 95 kWh/t și se realizează 190 — 300 kWh/t.

Practic, randamentele variază între 32 — 73%.

Avantajele principale ale acestui procedeu, larg răspîndit, sînt următoarele: rapiditatea încălzirii, productivitate crescută, micșorarea pierderilor prin oxidare, precizia temperaturii, calitatea superioară a pieselor, decarburare minimă, posibilitatea de încălzire localizată și în atmosferă controlată, automatizarea, consumuri energetice reduse.

Călirea superficială a oțelurilor, avînd conținut de carbon de peste 0,3%, reprezintă o altă aplicație importantă a electrotehnologiilor cu încălziri prin inducție. Pentru încălziri superficiale pînă la 500 — 700°C consumul specific este de 0,4 — 1,2 kWh/kg.

Consumul specific variază între 0,5 — 1,5 kWh/kg pentru metal încălzit la 900°C.

Consumul de energie primară este net inferior tuturor celorlalte procedee de încălzire (de 2 pînă la 10 ori mai economic).

Pe lîngă acestea se remarcă și alte avantaje: localizarea încălzirii, reproductivitate a calității, productivitate, lipsa oxidării etc.

Fabricarea semiconductoarelor, purificarea zonară, creșterea monocristalelor, depunerea de straturi subțiri, încălzirea fără contact direct și alte numeroase utilizări completează posibilitățile oferite de încălzirile prin inducție cu aplicații specifice.

Un alt avantaj il reprezintă efectul de „autodeconectare" — micșorarea puterii induse în piesă de 3 — 4 ori la depășirea punctului Curie. Oțelul este astfel protejat de încălziri excesive.

Pe de altă parte, conjunctura energetică și dificultățile în aprovizionarea cu combustibili tradiționali exercită presiuni nejustificate în direcția abuzului de electrotermie.

Concluzii

Se impune completarea materialului bibliografic asupra problematicii, inclusiv, sau mai ales, a celei teoretice, știut fiind că exprimarea matematică este cea care permite evaluarea cantitativă a procedeului și rezultatelor.

Cerințele tehnologice suplimentare, proprii unor aplicații ale încălzirilor prin inducție, impun ca anumite condiții, de exemplu alegerea frecvenței, să nu fie respectate doar pe criterii de eficiență, fiind totuși posibilă o optimizare din punctul de vedere al calității, productivității și eficienței. Sînt necesare cercetări mai numeroase privitoare la optimizări ale exploatării instalațiilor electrotermice.

Aprofundarea aspectelor privind teoria cineticii încălzirilor prin inducție, corelată cu posibilitățile de optimizare în vederea creșterii eficienței, reprezintă o altă direcție de interes.

CZ 621.319.4 : 537.226.1

ÎNCĂLZIRE DIELECTRICĂ
CONDENSATOR DE SARCINĂ

Utilizarea încălzirii dielectrice în procese tehnologice industriale

HORIA GAVRILĂ, FĂNICĂ SPINEI *, LUCIAN RADU ** — BUCUREȘTI

1. Aspecte generale privitoare la utilizarea încălzirii dielectrice

Între procedeele de încălzire cu surse spectrale de energie un loc important îl ocupă încălzirea dielectrică, care presupune transmisia de energie din partea cîmpului electromagnetic către o substanță cu proprietăți predominant dielectrice, prin intermediul unui cîmp de înaltă frecvență.

Acest procedeu prezintă avantajul introducerii uniforme a căldurii în întreg volumul materialului, pe baza disipării energiei electromagnetice prin efect electrocaloric ireversibil (Joule), în condițiile izolării termice și higrometrice a suprafeței, cu efectul distribuției uniforme a umidității. Procedeul permite realizarea unor viteze foarte mari de încălzire și posibilități largi de reglare a repartiției gradienților de temperatură și umiditate. Se consideră că, în general, acest procedeu are dezavantajul unui consum de energie ridicat și al unui cost de investiție și exploatare mai mare,

* Conf. dr. ing. *Gavrilă, H.*, conf. dr. ing. *Spinei, F.* — Institutul Politehnic — București.

** Ing. *Radu, L.* — ICECHIM — București.

în comparație cu procedeele de încălzire clasice. Din acest motiv încălzirea dielectrică se utilizează, de regulă, în combinație cu alte procedee. Astfel, energia cîmpului electric de î.f. se consumă numai pentru producerea gradientului intern de temperatură, în vreme ce pentru încălzirea materialului și evaporare (eliminarea umidității) se aplică alte procedee, considerate mai ieftine: încălzirea prin radiație, prin convecție cu aer cald, cu abur deșeu, cu gaze de ardere recuperate etc.

Materialul ce trebuie încălzit se introduce între plăcile unui condensator, fiind supus efectului interacțiunii cu cîmpul electric de î.f. (de regulă 2 — 100 MHz). În acest fel căldura se dezvoltă direct în interiorul materialului, datorită surselor locale repartizate în întreg cîmpul. Frecvența cîmpului electric se limitează la 1 GHz (deci o perioadă de minimum 10^{-9} s), față de care timpul de relaxare a polarizării electronice sau ionice (10^{-16} — 10^{-13} s) este neglijabil.

Forma armăturilor condensatorului utilizat pentru încălzirea dielectrică variază de la caz la caz. Puterea transferată sub formă de căldură dielectricului este:

$$P_d = \omega C U^2 \cdot \operatorname{tg}\delta, \qquad (1)$$

unde U este valoarea efectivă a tensiunii de pulsație; ω; C — capacitatea condensatorului; iar δ — unghiul de pierderi al dielectricului dintre armături.

În cazul condensatorului plan, pentru situația ideală cînd întreaga energie transferată dielectricului servește numai încălzirii sale, rezultă următoarea expresie a vitezei de încălzire a materialului:

$$\frac{\Delta\theta}{t} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r}{t_c}\,\omega E^2 \operatorname{tg}\delta, \qquad (2)$$

în care ε_r, τ și c sînt permitivitatea dielectrică relativă, densitatea și, respectiv, căldura specifică a dielectricului, iar E este intensitatea cîmpului electric stabilit.

Se pot utiliza și alte forme ale armăturilor condensatorului, în care caz rezultă însă o neuniformitate mai mult sau mai puțin pronunțată a cîmpului electric dintre armături. Spre exemplu, în cazul condensatorului cilindric neuniformitatea cîmpului este de forma:

$$\frac{E}{E_0} = J_0\left(\frac{2\pi}{\lambda_0}\, x\sqrt{\varepsilon_r}\right), \qquad (3)$$

în care J_0 este funcția Bessel de speța 1 și ordinul 0, λ_0 fiind lungimea de undă a cîmpului în vid.

În practică, uniformitatea încălzirii se consideră totuși satisfăcătoare dacă $E/E_0 > 0{,}9$.

Încălzirea dielectrică este rapidă, dacă factorul de energetizare $K = \varepsilon_r \cdot \operatorname{tg}\delta$ este mare și dacă constantele de material τ și c sînt suficient de mici. În general, pentru $K > 1$ încălzirea dielectrică se consideră convenabilă, pentru $K = 0{,}01 \ldots 1$ posibilă, iar pentru $K < 0{,}01$ nesatisfăcătoare sau chiar imposibilă. Trebuie remarcat, de asemenea, că $\operatorname{tg}\delta$ se modifică cu frecvența cîmpului și umiditatea materialului. Mărirea temperaturii se poate obține prin intensificarea cîmpului sau prelungind durata procesului. Pentru fiecare din acești parametri există diferite limitări practice: mărirea frecvenței este limitată de apariția fenomenelor de propagare (deci modificarea cîmpului dintre armături), valoarea intensității cîmpului electric este limitată de pericolul străpungerii dielectricului, mărirea duratei procesului conduce la scăderea productivității etc.

Există și soluții de evitare a acestor neajunsuri, deși ele au un caracter relativ limitat. Spre exemplu, în cazul condensatoarelor de sarcină de dimensiuni mari, pentru limitarea efectelor de propagare se poate recurge la alimentarea în mai multe puncte a armăturilor sau la alimentarea într-un punct central și utilizarea unor bobine de acord reglabile, conectate în alte puncte ale suprafeței.

În proiectarea instalațiilor de încălzire dielectrică trebuie luate, de asemenea, în considerare caracteristicile transferului de masă și căldură, dintre care cele mai importante sînt următoarele:

— distribuția parabolică a temperaturii și presiunii totale în material;

— funcția de izvor intern de căldură, datorită transformării energiei electromagnetice în căldură, este dată de puterea specifică, la rîndul ei determinată de forma armăturilor condensatorului de lucru;

— regimul termic depinde de proprietățile electrofizice ale materialului și de puterea instalată la generator;

— izvorul de căldură din corp se modifică pe măsura eliminării umidității în procesul de uscare, fiind o funcție complexă de timp și de poziție a punctului în interiorul dielectricului;

— temperatura materialului se poate regla independent de cea a mediului ambiant.

Instalațiile electrotermice ce utilizează încălzirea dielectrică sînt extrem de variate. Dintre acestea se menționează cele destinate: extragerii fracțiunilor volatile din șisturile petro-

lifere (bituminoase); polimerizării materialelor termodurcisabile; executării de diverse operaţii (lipire, sudură etc.), asupra materialelor cu conţinut termoplastic; sinterizării de materiale refractare; efectuării de diverse tratamente termice; încălzirii rapide a aerului şi apei; diverselor utilizări în industria alimentară, la prepararea sau conservarea produselor etc.

Deoarece marea diversitate a acestor procese tehnologice ridică numeroase probleme specifice, determinarea principalilor parametri ai instalaţiilor de încălzire dielectrică (puterea activă sau aparentă, frecvenţa de lucru, tensiunea de alimentare) şi implicit a formei armăturilor condensatorului de lucru reprezintă o problemă de optimizare tehnico-economică care trebuie rezolvată în fiecare caz în parte.

Pentru ilustrare, în secţiunea următoare se prezintă analiza unei instalaţii de încălzire dielectrică, cu luarea în considerare a mai multor configuraţii posibile de armături pentru condensatorul de lucru şi cu discutarea modului de apreciere a acestora în vederea stabilirii opţiunii finale.

2. Studiu de caz cu utilizarea unui condensator cilindric

2.1. Formularea generală a problemei

Procesul încălzirii dielectrice a fost aplicat pentru încălzirea rapidă a unui catalizator solid (silicat de aluminiu). Generatorul de înaltă frecvenţă folosit ($f = 13,56$ MHz) a asigurat o tensiune maximă $U = 800$ V şi o putere maximă $P = 5$ kW. Sarcina generatorului a fost constituită dintr-o cuvă dublu cilindrică circulară, cu înălţimea $l = 1$ m, diametrele celor două armături avînd valorile $D_1 = 0,16$ m (armătura interioară) şi, respectiv, $D_2 = 0,8$ m. Catalizatorul destinat încălzirii, ocupînd spaţiul dintre armături, a avut permitivitatea dielectrică relativă $\varepsilon_r = 8$ şi tangenta unghiului de pierderi $\operatorname{tg}\delta = 0,1$ (fig. 1).

Cîmpul electric dintre armături, orientat radial, are intensitatea:

$$E(r) = \frac{U}{\ln \dfrac{R_2}{R_1}} \frac{1}{r}, \qquad (4)$$

la distanţa r de axa comună; puterea transmisă de cîmp dielectricului are densitatea volumică:

$$p_d(r) = \pi \varepsilon E^2 f \operatorname{tg}\delta = \pi \varepsilon \operatorname{tg}\delta \cdot \left(\frac{U}{\ln \dfrac{R_2}{R_1}} \right)^2 f \frac{1}{r^2}, \qquad (5)$$

şi valoarea totală:

$$P_d = 2\pi^2 \varepsilon \operatorname{tg}\delta \cdot \frac{U^2}{\ln \dfrac{R_2}{R_1}} fl, \qquad (6)$$

în vreme ce expresia pierderilor dielectrice specifice (medii) este:

$$p_d = \varepsilon \cdot \operatorname{tg}\delta \cdot \frac{U^2}{(R_2^2 - R_1^2) \ln \dfrac{R_2}{R_1}} \cdot 2\pi f, \qquad (7)$$

cu atît mai mare cu cît razele armăturilor sînt mai puţin diferite.

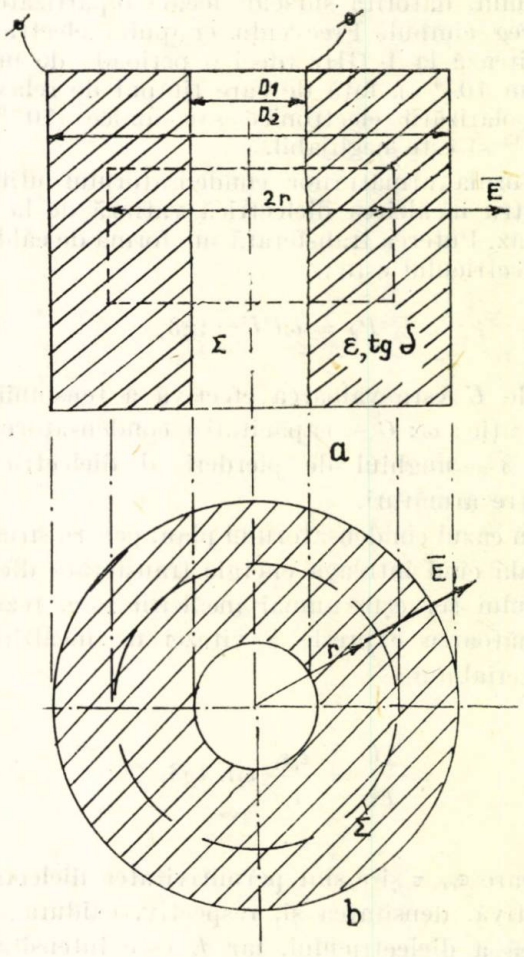


Fig. 1

În cazul concret analizat puterea cedată dielectricului a fost, conform relaţiei (6), $P_d = 750$ W, bine verificată experimental. Catalizatorul a fost încălzit la temperatura dorită în circa 2 ore, timp cu mult inferior celui necesar încălzirii sale prin alte metode (de exemplu, la suflarea cu aer cald, în aproximativ 12 ore).

Rezultatele încurajatoare astfel obţinute au sugerat extinderea metodei la scară industrială.

Dimensiunile cuvei, de aceeași formă, s-au ales în acest caz : $D_1 = 0{,}15$ m, $D_2 \cong 6$ m și $l = 4$ m, corespunzînd unei puteri transmise dielectricului $P_d = 1\,650$ W, adică de 2,2 ori mai mare decît în cazul precedent. Cum însă volumul dielectricului crește de 225 ori, ar rezulta un timp de încălzire de 100 ori mai mare, metoda pierzîndu-și astfel principalul avantaj. Apoi încălzirea locală, dictată de relația de dependență (5), $p_d \sim \frac{1}{r^2}$, devine extrem de neuniformă, fiind cu mult mai intensă în vecinătatea armăturii interioare decît spre exterior.

Această împrejurare impune modificarea structurii cuvei, prin înzestrarea ei cu un număr mai mare de electrozi cilindrici coaxiali de polaritate alternată. În vederea stabilirii regulei celei mai convenabile de plasare a electrozilor intermediari s-a analizat mai întîi cazul cuvei cu un singur electrod suplimentar și apoi al cuvei cu o coroană de electrozi practic filiformi.

2.2. Cazul cuvei cilindrice duble

Geometria cuvei este descrisă în figura 2. Densitatea de volum a puterii transmise prin cîmp dielectricului este :

$$p_d^{(1)}(r) = \pi\varepsilon \cdot \operatorname{tg}\delta \cdot \left(\frac{U}{\ln \frac{R_0}{R_1}} \right)^2 \cdot f \frac{1}{r^2}, \qquad (8)$$

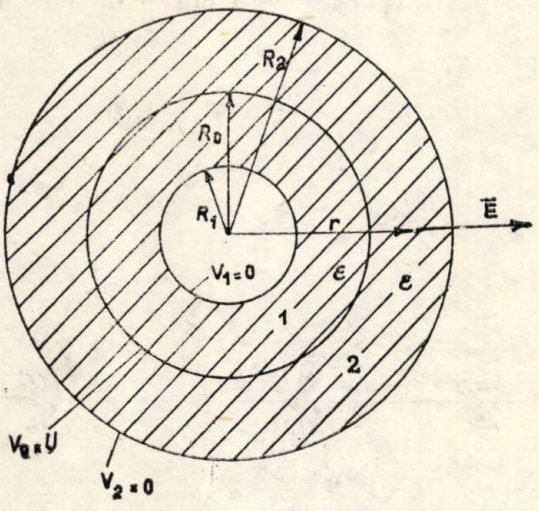


Fig. 2

în zona 1 ($R_1 \leqslant r \leqslant R_0$) și, respectiv :

$$p_d^{(2)}(r) = \pi\varepsilon \cdot \operatorname{tg}\delta \cdot \left(\frac{U}{\ln \frac{R_2}{R_0}} \right)^2 \cdot f \frac{1}{r^2}, \qquad (9)$$

în zona 2 ($R_0 \leqslant r \leqslant R_2$),

puterile totale :

$$P_d^{(1)} = 2\pi^2\varepsilon \cdot \operatorname{tg}\delta \cdot \frac{U^2}{\ln \frac{R_0}{R_1}} \cdot lf, \text{ (zona 1)} \qquad (10)$$

și :

$$P_d^{(2)} = 2\pi^2\varepsilon \cdot \operatorname{tg}\delta \cdot \frac{U^2}{\ln \frac{R_2}{R_0}} \cdot lf, \text{ (zona 2)} \qquad (11)$$

iar puterile specifice :

$$p_d^{(1)} = 2\pi f\varepsilon \operatorname{tg}\delta \cdot \frac{U^2}{(R_0^2 - R_1) \ln \frac{R_0}{R_1}} \cdot \qquad (12)$$

și, respectiv :

$$p_d^{(2)} = 2\pi f\varepsilon \operatorname{tg}\delta \cdot \frac{U^2}{(R_2^2 - R_1^2) \ln \frac{R_2}{R_0}} \cdot \qquad (13)$$

Trebuie luate acum, explicit, în considerare două variante de configurație.

I. Dispunerea simetrică a electrodului intermediar :

$$R_0 = \sqrt{R_1 R_2}.$$

În această situație densitățile de volum ale puterii transmise de cîmp dielectricului capătă aceeași expresie în cele două zone, $p_d^{(1)}(r) = p_d^{(2)}(r)$, iar puterile totale devin egale :

$$P_d^{(1)} = P_d^{(2)} = \frac{1}{2} P_d = 4\pi^2 \varepsilon \operatorname{tg}\delta \cdot \frac{l}{\ln \frac{R_2}{R_1}} fU^2. \qquad (14)$$

Varianta respectivă se dovedește astfel mai avantajoasă în cazul alimentării în derivație a condensatoarelor formate din straturile succesive de dielectric, plasate între cîte două armături vecine.

II. Egalizarea puterii specifice în cele două zone :

$$p_d^{(1)} = p_d^{(2)}$$

Impunînd această condiție și utilizînd expresiile (12) și (13) rezultă că raza R_0 a conductorului intermediar trebuie să satisfacă ecuația :

$$R_0^2 \ln \frac{R_2}{R_1} + (R_2^2 - R_1^2) \ln R_0 = R_2^2 \ln R_2 - R_1^2 \ln R_1, \qquad (15)$$

a cărei soluție se poate găsi numai prin metode numerice.

Această variantă de configurație asigură o încălzire în general mai uniformă a întregului dielectric.

2.3. Cazul realizării armăturii intermediare sub forma unor coroane simetrice de conductoare filiforme

Divers motivată, se poate pune problema înlocuirii unei armături cilindrice circulare cu o distribuție regulată, simetrică de conductoare filiforme (în realitate conductoare cilindrice de rază foarte mică r_0). De altfel, dacă numărul n al acestor conductoare tinde către infinit, este logic să se regăsească rezultatele stabilite în paragraful precedent.

Densitatea liniară de sarcină ρ_l, cu care se consideră încărcate aceste conductoare trebuie determinată din condiția de a se obține o aceeași sarcină totală a armăturii ca și în cazul electrodului cilindric uniform încărcat cu densitatea superficială de sarcină ρ_s:

$$2\pi R_0 \rho_s = n \rho_l. \tag{16}$$

Pentru o comparație pertinentă a rezultatelor practice corespunzătoare celor două configurații de structură a electrodului, se consideră ca

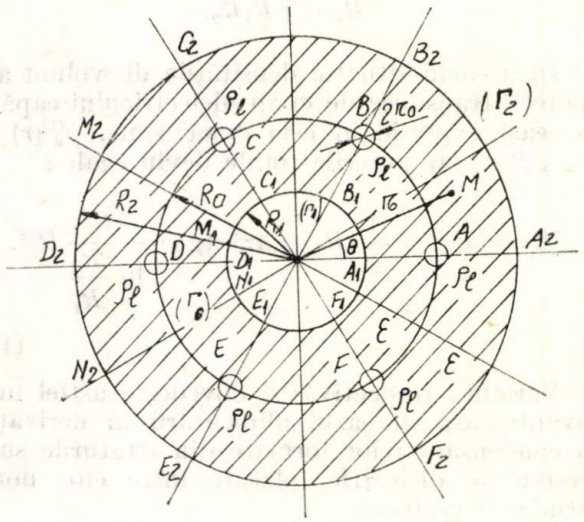


Fig. 3

„etalon" prima variantă a situației anterior analizată, $R_0 = \sqrt{R_1 R_2}$. Pentru fixarea ideilor, se presupune $n = 6$, ceea ce conduce la configurația cu simetrie plan-paralelă descrisă în figura 3. Spectrul liniilor cîmpului, același în fiecare din sextanții $R_1 \leqslant r \leqslant R_2$, $k\frac{\pi}{3} - \frac{\pi}{6} \leqslant 0 \leqslant k\frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{6}$, are forma descrisă aproximativ în figura 4.

Calculul cîmpului se poate face utilizînd diverse transformări conforme sau metoda imaginilor:

$$\text{I.} \quad \boxed{\zeta = \xi + j\eta = j\alpha \frac{R_0 + z}{R_0 - z}} \cdot \tag{17}$$

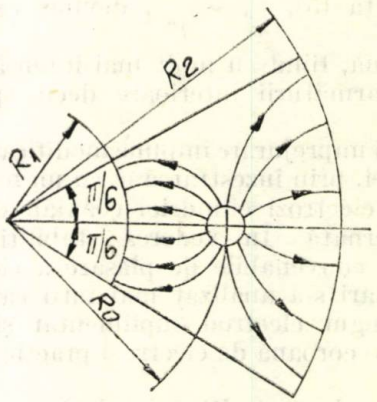


Fig. 4

Transformarea (17) modifică configurația cuvei în modul indicat în figura 5.

Cercul (Γ_0), de rază R_0, pe care sînt dispuse regulat urmele conductoarelor filiforme, se transformă în dreapta:

$$(\gamma): \zeta = -\alpha \operatorname{ctg} \frac{\theta}{2}, \tag{18}$$

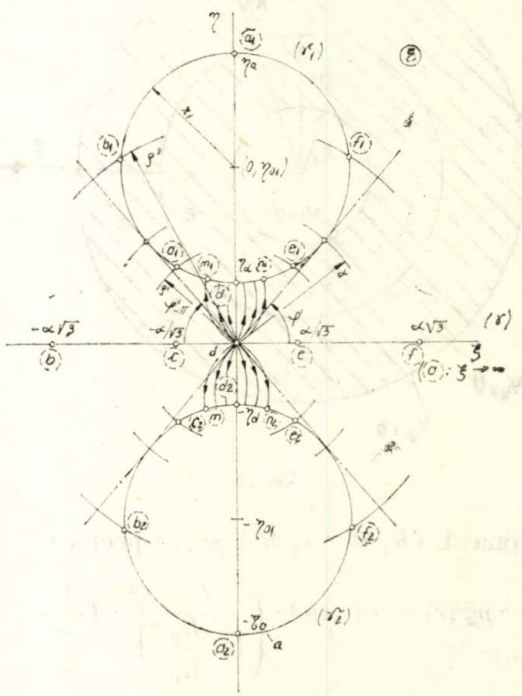


Fig. 5

conductoarele filiforme fiind acum plasate pe axa reală în punctele de abscisă 0 (d), $\pm \frac{\alpha}{\sqrt{3}}$ (e și c), $\pm \alpha\sqrt{3}$ (f și b) și ∞ (a).

Cercurilor (Γ_1) și (Γ_2), care sînt urmele în planul z ale armăturilor interioară și, respectiv, exterioară, le corespund cercurile (γ_1) și (γ_2), simetrice în raport cu originea, de raze :

$$r_1 = r_2 = \alpha \frac{2\sqrt{R_1 R_2}}{R_2 - R_1} \tag{19}$$

și cu centrele pe axa imaginară η în punctele de ordonate :

$$\eta_{01,2} = \pm \alpha \frac{R_2 + R_1}{R_2 - R_1}. \tag{20}$$

Corespondentele altor puncte definite pentru configurația reală (fig. 3) sînt, de asemenea, indicate în figura 5, pe care s-a mai reprezentat și spectrul liniilor cîmpului corespunzător sextantului $M_1M_2N_2N_1$, centrat pe firul D.

$$\text{II.} \quad \boxed{\zeta = \ln \frac{z}{R_0}} \tag{21}$$

Faptul că spectrul liniilor cîmpului se reproduce identic în fiecare din sextanții domeniului inițial, a sugerat aplicarea acestei transformări numai sextantului centrat pe conductorul filiform A. Domeniul „imagine" capătă

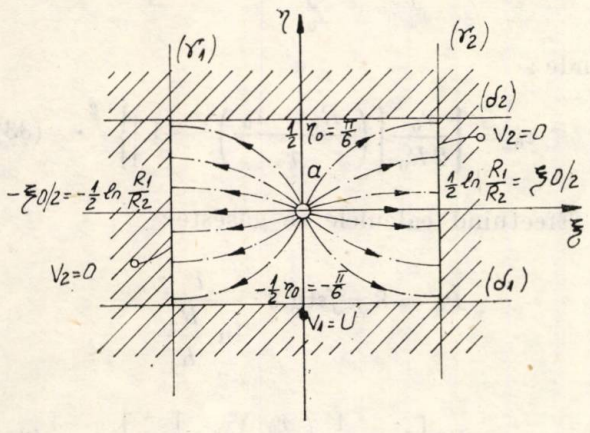


Fig. 6

acum forma indicată în figura 6 : Urmele celor două armături sînt date de ecuațiile :

$$(\gamma_1) : \zeta = -\frac{1}{2}\xi_0 \text{ și } (\gamma_2) : \zeta = \frac{1}{2}\xi_0,$$

$$\xi_0 = \ln \frac{R_2}{R_1}, \tag{22}$$

ele fiind drepte simetrice paralele cu axa ordonatelor ; frontierele radiale ale sextantului devin la rîndul lor dreptele :

$$(\delta_1) : \zeta = -\frac{1}{2} j\eta_0 \text{ și } (\delta_2) : \zeta = \frac{1}{2} j\eta_0,\ \eta_0 = \frac{\pi}{3}, \tag{23}$$

simetrice și paralele cu axa absciselor ξ ; în sfîrșit conductorul filiform A se plasează în originea planului complex ζ. Pe figura 6 s-a trasat și spectrul liniilor cîmpului corespunzător acestei configurații.

Pentru calculul cîmpului se aplică în continuare metoda imaginilor : se suprimă frontierele domeniului, dar — pentru a păstra ca-

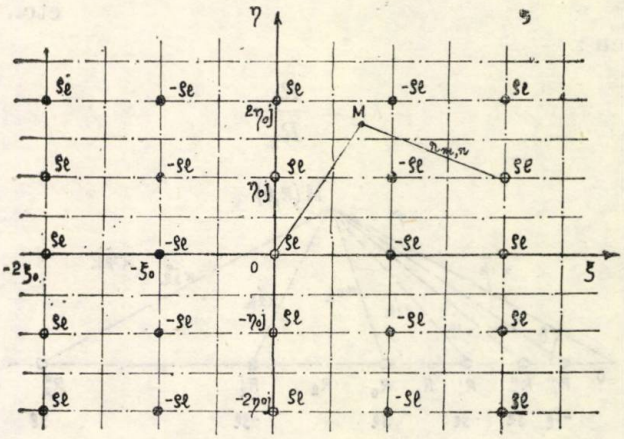


Fig. 7

racterul echipotențial ($V_2 = 0$) al dreptelor (γ_1) și (γ_2) ce corespund pereților cuvei, se introduce un sistem dublu infinit de conductoare filiforme, plasate în punctele ($m\xi_0$, $n\eta_0$) și încărcate cu densitățile liniare de sarcină $(-1)^m \rho_l$ (fig. 7).

Potențialul total într-un punct oarecare $M(\xi, \eta)$ are expresia :

$$V_M(\xi, \eta) = \frac{\rho_l}{4\pi\varepsilon} \sum_{m,n=-\infty}^{\infty} (-1)^m \ln [(\xi - m\xi_0)^2 + (\eta - n\eta_0)^2], \tag{24}$$

de aici deducîndu-se și expresiile componentelor cîmpului :

$$E_\xi(\xi, \eta) = -\frac{\partial V_M}{\partial \xi},\ E_\eta(\xi, \eta) = -\frac{\partial V_M}{\partial \eta}. \tag{25}$$

III. Utilizarea metodei imaginilor în configurația originară

Electrozilor cilindrici li se substituie o configurație de coroane succesive, formate din cîte 6 electrozi filiformi, de polaritate alternativă încărcați cu sarcini de densități liniare egal,

(în valoare absolută) ρ_l. Distanțele lor, față de axul cuvei, sînt (vezi figura 8, pe care s-au marcat conductoarele liniei k, $k = 0,1, \ldots,5$):

$$(-)\ R_1' = \frac{R_1^2}{R_0} = k_{12}R_0,\ R_2' = \frac{R_2^2}{R_0} = \frac{1}{k_{12}}R_0;$$

$$(+)\ R_1'' = \frac{R_1^2}{R_2'} = k_{12}^2R_0,\ R_2'' = \frac{R_2^2}{R_2'} = k_{12}^{-2}R_0; \tag{26}$$

$$(-)\ R_1''' = \frac{R_1^2}{R_2''} = k_{12}^3R_0,\ R_2''' = \frac{R_2^2}{R_1''} = k_{12}^{-3}R_0;$$

etc.,

cu:

$$k_{12} = \frac{R_1}{R_2}.$$

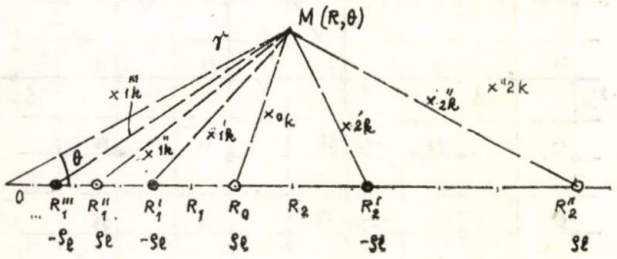


Fig. 8

Potențialul total în punctul M are expresia:

$$V_M(r,\ \theta) = \frac{\rho_l}{4\pi\varepsilon}\sum_{m=-\infty}^{\infty}(-1)^m \ln\left[C_m(r) - \cos 6\theta\right], \tag{27}$$

unde:

$$C_m(r) = \frac{1}{2}\left[\left(\frac{r}{k_{12}^m R_0}\right)^6 + \left(\frac{k_{12}^m R_0}{r}\right)^6\right], \tag{28}$$

și verifică condițiile:

$$V_M(R_1,\ \theta) = V_M(R_2,\ \theta) = 0.$$

Se calculează acum componentele intensității cîmpului electric. Astfel, componenta radială este:

$$E_r(r,\ \theta) = -\frac{\partial}{\partial r}V_M(r,\theta) = -\frac{3}{2\pi}\frac{\rho_l}{\varepsilon}\frac{1}{r}\sum_{m=-\infty}^{\infty}(-1)^m \frac{k_{12}^{-6m}\left(\frac{r}{R_0}\right)^6 - k_{12}^{6m}\left(\frac{R_0}{r}\right)^6}{k_{12}^{-6m}\left(\frac{r}{R_0}\right)^6 + k_{12}^{6m}\left(\frac{R_0}{r}\right)^6 - 2\cos 6\theta}, \tag{29}$$

iar cea tangențială:

$$E_\theta(r,\ \theta) = -\frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial_\theta}V_M(r,\theta) =$$

$$= -\frac{3}{2\pi}\frac{\rho_l}{\varepsilon}\frac{\sin 6\theta}{r}\sum_{m=-\infty}^{\infty}(-1)^m \times$$

$$\times \frac{1}{k_{12}^{-6m}\left(\frac{r}{R_0}\right)^6 + k_{12}^{6m}\left(\frac{R_0}{r}\right)^6 - 2\cos 6\theta}, \tag{30}$$

cu valori pe frontierele sextantului ce justifică spectrul liniilor de cîmp trasat pe figura 4.

Utilizînd aceste expresii, precum și relația ce leagă densitatea liniară ρ_l de sarcină cu care s-au considerat încărcate conductoarele filiforme de tensiunea U aplicată între armături:

$$U \cong \frac{\rho_l}{2\pi\varepsilon}\left[\ln\left(6\frac{r_0}{R_0}\right) - 6\ln k_{12}\cdot\sum_{m=1}^{\infty}(-1)^m m\right], \tag{31}$$

se poate trece la calculul puterii transmise prin cîmp dielectricului:

$$P_d = 24\,l\left[\int_{R_0+r_0}^{R_2} r\,dr\int_0^{\pi/6} p_d(r,\ \theta)\,d\theta + \right.$$

$$\left. + \int_{R_0}^{R_0+r_0} r\,dr\int_{\varepsilon_\theta}^{\pi/6} p_d(r,\ \theta)\,d\theta\right], \tag{32}$$

unde:

$$\varepsilon_\theta = \left\{\frac{r_0}{2R_0}\left[\left(\frac{R_0+r_0}{r}\right)^2 - 1\right]\right\}^{1/2}. \tag{33}$$

Efectuînd calculele se găsește:

$$P_d = 8\,\pi^2 f\varepsilon\,\mathrm{tg}\,\delta\cdot\frac{l}{\ln\frac{R_2}{R_1}}\times$$

$$\times U^2\left[1 - \frac{1}{6}\left(\frac{r_0}{R_0}\right)^2\frac{1}{\ln\frac{R_2}{R_1}}\right], \tag{34}$$

rezultat care, comparat cu formula (14), dovedește că, în condiții în rest identice este întotdeauna mai avantajoasă realizarea electrodului intermediar al cuvei sub formă cilindrică plină, fără însă ca factorul de corecție :

$$k_c = \frac{1}{6}\left(\frac{r_0}{R_0}\right)^2 \frac{1}{\ln \frac{R_2}{R_1}}, \qquad (35)$$

să fie vreodată prea important ($r_0 \ll R_0$).

3. Discuții și concluzii

1°. Procedeul încălzirii dielectrice a fost folosit pentru termoactivarea unui catalizator cu un spectru larg de aplicații în industria chimică (un silicat de aluminiu), introducîndu-l între armăturile condensatorului cilindric al unei stații-pilot experimentale, alimentată de la un generator de foarte înaltă frecvență (13,56 MHz). Scurtarea considerabilă a timpului în care s-a efectuat încălzirea catalizatorului pînă la temperatura dorită, în comparație cu rezultatele obținute în cazul încălzirii cu ajutorul radianților infraroșii, a transmisiei conductive sau convective a căldurii obținute prin arderea unor combustibili etc., pledează convingător pentru extinderea procedeului și la scară industrială. Aici problemele practice ce trebuie rezolvate sînt însă de altă natură : creșterea considerabilă a volumului de substanță ce trebuie încălzită impune fie utilizarea unui generator de putere mai ridicată, lucru dificil de realizat la sursele de înaltă frecvență, fie alimentarea în paralel a cuvei de la un grup de asemenea generatoare, eventual acordate. În cazul cînd se adoptă a doua soluție, de altfel singura pentru moment posibilă, cuva trebuie înzestrată cu un număr de electrozi intermediari, de polaritate alternată. Dispunerea acestor electrozi trebuie făcută în funcție de obiectivul concret propus. Astfel, dacă se urmărește ca puterea transmisă fiecărui strat de dielectric cuprins între doi electrozi cilindrici plini coaxiali învecinați să fie constantă, diametrele acestora trebuie să se afle într-un raport constant (varianta I) :

$$\frac{D_1}{D_2} = \frac{D_2}{D_3} = \ldots = \frac{D_k}{D_{k+1}} = \text{const}, \qquad (36)$$

indicii desemnînd ordonarea (numerotarea) armăturilor dinspre interior spre exterior. Dacă, în schimb, se urmărește egalizarea puterilor specifice, adică a densităților medii de putere transmise diferitelor straturi de dielectric (varianta II), relația ce trebuie satisfăcută de diametrele respective ia forma mai complicată :

$$(D_{k+1}^2 - D_k^2) \ln \frac{D_{k+1}}{D_k} = \text{const}. \qquad (37)$$

Astfel, în cazul în care se urmărește realizarea unei instalații industriale de dimensiuni: $D_{int} = 0{,}15$ m ; $D_{ext} = 6$ m ; $l = 4$ m, pentru a păstra aproximativ neschimbate caracteristicile termice și durata procesului de încălzire obținute pe stația pilot, diametrele armăturilor succesive ar trebui să aibă următoarele valori :

— în varianta I: 0,15 m ; 0,51 m ; 1,76 m ; 6m ;

— în varianta II : 0,15 m ; 0,56 m ; 1,87 m ; 3,24 m ; 4,62 m ; 6 m.

A doua soluție este evident cea recomandată, chiar dacă presupune folosirea unui număr sporit de electrozi intermediari și deci un cost general mărit al instalației, deoarece ea asigură un cîmp termic mai omogen în dielectricul din cuvă.

2°. În ceea ce privește geometria cuvei (condensatorului), calculele efectuate în secțiunea 2 au scos în evidență următoarele aspecte importante :

Odată hotărîtă forma cilindrică circulară a armăturilor, umplerea cît mai bună a spațiului dictează adoptarea unui diametru interior cît mai mic posibil. Acest lucru atrage însă după sine o pronunțată neuniformizare a cîmpului electric ($\sim r^{-1}$) și mai ales a cîmpului termic (întrucît $p_d \sim r^{-2}$) în vecinătatea armăturii interioare, motiv pentru care diametrul acesteia trebuie mai curînd majorat.

Diametrul armăturii exterioare nu este limitat decît de considerentul ca distanța dintre armături să fie sensibil inferioară lungimii de undă a cîmpului aplicat, pentru a împiedica apariția fenomenelor de propagare sau relaxare. În cazul generatorului utilizat ($f = 13{,}56$ MHz) și a dielectricului ales ($\varepsilon_r \cong 8$), lungimea de undă corespunzătoare a fost de circa 8 m, așa încît diametrul exterior de 6 m propus ar fi inacceptabil dacă cuva nu ar fi înzestrată cu electrozi intermediari. În aceste condiții, dintre cele două variante propuse, tot cea de a doua se dovedește mai avantajoasă, deoarece, așa cum rezultă din cele două șiruri de valori calculate ale diametrelor, distanța relativă dintre doi electrozi succesivi tinde să se stabilizeze la o valoare de circa 1,4 m, suficient de joasă în raport cu lungimea de undă menționată. (În schimb, în cazul primei variante, distanța crește progresiv, ultima dintre ele fiind deja mai mare de 4 m, adică de jumătatea lungimii de undă a cîmpului).

În ceea ce privește numărul și forma electrozilor intermediari, acestea depind de puterea și frecvența generatorului disponibil, de diametrele armăturilor extreme, de proprietățile de material ale dielectricului supus încălzirii și de varianta de încălzire adoptată. S-a analizat și posibilitatea ca armăturile intermediare de formă cilindrică plină să fie înlocuită cu coroane circulare de conductoare filiforme rectilinii, echidistant dispuse. Soluția este însă

mai curînd dezavantajoasă, deoarece duce la puternice neuniformizări ale cîmpului și densității de putere, ca și la o anumită reducere a puterii totale transmise dielectricului — efecte cu atît mai pronunțate cu cît numărul conductoarelor fiecărei astfel de coroane este mai redus. Ea ar putea fi eventual acceptată numai alternînd electrozii cilindrici plini cu coroane alcătuite din cît mai multe conductoare filiforme de rază nu prea mică, sau întrerupînd regulat armăturile cilindrice pline, prin practicarea unor largi ferestre (tăieturi) longitudinale. Trebuie, de asemenea, menționat că înserarea în spațiul cuvei a unor conductori radianți este de natură să ducă la uniformizarea cîmpului electric și deci a celui termic, dar numai experimentări foarte minuțioase ar putea permite determinarea numărului, formei și dimensiunilor optime ale acestor conductori.

Lungimea cuvei nu este practic limitată, dar, în cazul unor lungimi mai mari, trebuie luată precauția ca alimentarea electrozilor să se facă în mai multe puncte, în general echidistante, pentru a împiedica apariția modurilor de propagare. În această situație lungimile conductorilor de alimentare trebuie să fie egale, deoarece altminteri rezultă neuniformități mari pe înălțime la încălzirea dielectricului.

3°. Se consideră, în general, că încălzirea dielectrică prezintă dezavantajul unui consum de energie sensibil mai ridicat decît în cazul celorlalte procedee de încălzire utilizate în tehnică. Cercetarea aprofundată a corespondenței dintre frecvența cîmpului aplicat și proprietățile electrofizice ale substanței încălzite, investigare care se bazează pe analiza spectrului de absorbție al substanței, relevă însă faptul că pentru anumite benzi de frecvență a cîmpului absorbția de energie devine incomparabil mai rapidă și eficientă decît în cazul procedeelor clasice. Benzile respective sînt mai înguste și nete în cazul încălzirii unor reactivi și catalizatori destinați industriei chimice și, în schimb, mai largi și nediferențiate în cazul uscării sau evaporării dielectrice, cînd singura soluție de creștere a transferului de energie rămîne practic mărirea frecvenței cîmpului.

În favoarea încălzirii dielectrice a materialelor mai pledează și faptul că prețul de cost pentru producerea unității de energie prin diferitele procedee cunoscute a suferit în ultimul timp evoluții care fac cel mai adesea kWh electric mai ieftin și mai ușor de obținut, la parametri (tensiune, frecvență) ce pot fi ușor reglați la valorile dorite.

4°. Încălzirea dielectrică a materialelor în cîmpul electromagnetic de u.î.f. este condiționată și de tipul de polarizare electrică a materialului electronic, ionic, orientațional sau interfacial. Transferul de energie în domeniul microundelor este legat, în primul rînd, de polarizarea de orientare și de cea interfacială. Ca urmare, materialele cu molecule polare (paraelectrice) prezintă o absorbție de putere ridicată, în special în cîmpurile de mare frecvență. În particular, apa, deci și substanțele poroase umede — reprezintă un puternic absorbant de energie pînă la frecvența de 100 GHz.

Importanță practică prezintă de asemenea studiul comportării în încălzirea dielectrică a materialelor neomogene : amestecuri, materiale granulare, materiale poroase etc. Spre exemplu, în materialele cu pori de secțiune redusă (materialele lemnoase rășinoase sau dure) pot apare supratensiuni interne care să provoace solicitări periculoase și chiar fisurări. Acest studiu are astfel un caracter deosebit de complex, depinzînd nu numai de caracteristicile și proporția componentelor, dar și de configurația corpului și repartiția lor spațială, și nu poate fi întreprins fără o solidă investigație experimentală.

Bibliografie

[1] *Bunget, I., Popescu, M.* Fizica dielectricilor solizi, Editura Științifică și Enciclopedică, București, 1978.
[2] *Tareev, B. M.* Physics of dielectric materials, Mir Publishers, Moscow, 1975.
[3] *Frohlich, H.* Theory of dielectrics, Clarendon Press, 1987.
[4] *Rulea, G.* Tehnica microundelor, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1982.
[5] *Altgauzen, A. B.* ș.a. Instalații electrotermice industriale, Editura Tehnică, București, 1975.
[6] *Ifrim, A., Nofingher, P.* Materiale electrotehnice, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1979.
[7] *Mihăilă, C.* Procese și instalații industriale de uscare, Editura Tehnică, București, 1982.

CZ 621.365.2 : 621.213.4

INSTALAȚII ELECTROTERMICE
MAȘINI AGRICOLE

Folosirea instalațiilor electrotermice în construcția mașinilor agricole

VICTOR VASILUȚĂ, MIHAI BOGARU, CORNELIU ZAHARIA* — BUCUREȘTI

Construcția mașinilor agricole folosește o parte importantă de tipuri de instalații electrotermice din care se menționează :

— cuptoarele cu arc, destinate elaborării oțelului ;

— cuptoarele de inducție de 50 Hz pentru elaborarea fontei ;

— cuptoarele de inducție de medie frecvență pentru încălzire în masă sau tratamente termice ;

— instalațiile de inducție de înaltă frecvență pentru călirea superficială ;

— instalațiile de încălzire prin rezistență etc.

Toate întreprinderile care fac parte din ramura construcțiilor de mașini agricole consumă, pe ansamblu, cantități apreciabile de energie electrică din care receptoarelor electrotermice le revin aproximativ 35%, cu tendința de creștere la 45% în următorii ani.

În acest caz se consideră că, din punct de vedere al utilizării cît mai eficiente a energiei, trebuie să aibă prioritate această categorie de receptoare, cu puteri electrice unitare dintre cele mai mari și cu posibilități de economisire a unor cantități semnificative de energie electrică.

Utilizarea rațională a instalațiilor electrotermice în construcția mașinilor agricole constituie un domeniu greu de cuprins într-o singură lucrare, de aceea, în cele ce urmează autorii vor analiza numai unele instalații electrotermice introduse recent în producție, care ar putea avea extindere și în alte ramuri ale construcției de mașini, sau pot să intereseze prin modul de soluționare a unor probleme de încălzire.

În construcția combinelor agricole, arborii cotiți reprezintă elemente indispensabile funcționării acestora. Cei doi arbori necesari fiecărei combine au rolul de a susține căișorii și de a transmite mișcarea oscilatorie la aceștia, în scopul scuturării paielor. În funcție de tipul combinei ei pot avea 3, 4, 5 manetoane. Un asemenea arbore se vede în figura 1.

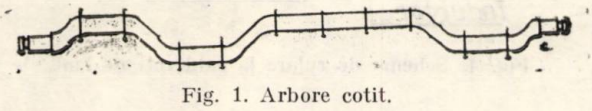


Fig. 1. Arbore cotit.

Pînă în prezent tehnologia folosită pentru aceste repere prevedea încălzirea în cuptoare cu flacără, la temperatura de forjare, a unor bare de oțel Φ40 x 1 800, care apoi se deformau parțial și se răceau. Procesul acesta se repetă de cîteva ori pînă se obține arborele dorit. Știind că în condițiile întreprinderii "Semănătoarea" consumul specific al cuptoarelor cu flacără pentru forjare este de 290 kgcc/t rezultă că, pentru realizarea arborilor cotiți după această tehnologie se consumă 580 kgcc/t. În cazul folosirii arzătoarelor regenerative consumul specific se poate reduce cu 30—40%.

Pe lîngă un consum specific de combustibil ridicat această tehnologie prezintă și alte dezavantaje :

— asigură o productivitate scăzută ;

— necesită un adaos de material pentru ca după deformare să se poată prelucra porțiunile de montaj ale lagărelor și rulmenților. Deci un consum mărit de material.

Prin soluția de încălzire directă, prin, rezistență, numai a porțiunilor supuse îndoirii (practic numai jumătate din lungimea barei) și îndoirea imediată, pe o instalație specială comună cu cea de încălzire, se elimină neajunsurile arătate mai înainte, astfel că :

— productivitatea crește de șase ori ;

— consumul specific de combustibil primar scade de șase ori, respectiv la 98 kgcc/t.

Pentru calculul consumului specific de combustibil primar s-au avut în vedere următoarele :

— consumul specific la încălzirea directă este de 400 kWh/t ;

— bara se încălzește parțial pe 50%, deci, raportat la greutatea totală a barei, consumul specific este 200 kWh/t ;

— consumul specific de combustibil pentru producția energiei electrice este de 0,49 kgcc/kWh (la consumator pe bara de j.t.).

De aici rezultă consumul specific de 98 kgcc/t.

Schema electrică de principiu a acestei instalații este dată în figura 2.

Asupra instalației electrice nu se insistă întrucît ea a fost prezentată în detaliu la un simpozion de electrotermie, se precizează numai că ea este dotată cu un sistem de programare a cantității de energie necesară încălzirii barei, astfel încît toate barele (presupuse identice) consumă strict cantitatea de energie

* Întreprinderea „Semănătoarea" — București.

calculată pentru atingerea temperaturii optime de forjare.

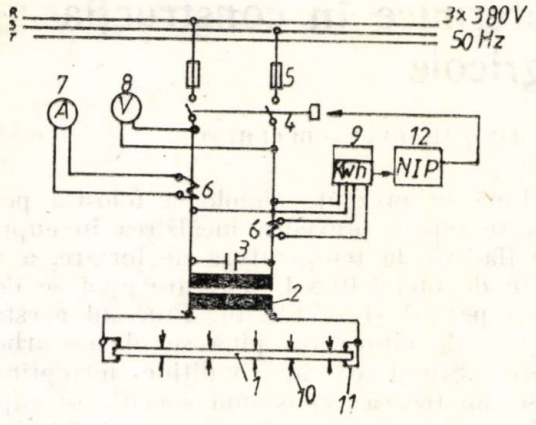


Fig. 2. Schema electrică de principiu a instalației: 1 — bară de oțel Φ 35 mm; 2 — transformator de alimentare; 3 — condensator; 4 — cotactor; 5 — siguranțe; 6 — transformator de curent; 7 — ampermetru; 8 — voltmetru; 9 — contor cu impulsuri; 10 — bloc de contacte; 11 — bloc pentru alimentare; 12 — numărător de impulsuri programabile.

O situație similară cu producția de arbori cotiți există la producția de fuzete. Acest reper, reprezentat în figura 3, constituie elementul care face legătura între roțile de susținere și deplasare a combinei și combina propriu-zisă.

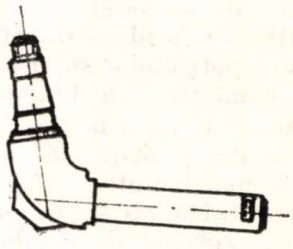


Fig. 3. Fuzetă.

Prin funcția sa acest reper constituie un element important de care depinde securitatea circulației combinelor.

În tehnologia actuală fuzetele se realizează prin încălzirea totală în cuptoare cu flacără a unor semifabricate de oțel Φ60 x 700, după care acestea se îndoaie aproximativ la 90°, folosindu-se o presă cu o matriță adecvată.

Și aici s-a adoptat o nouă soluție tehnologică de încălzire directă prin rezistență, încălzindu-se numai 33% din lungimea materialului. Consumul specific de combustibil primar pentru încălzirea fuzetelor se va calcula astfel :

$$400 \frac{\text{kwh}}{\text{t}} \times 0{,}33 \times 0{,}49 \frac{\text{kgce}}{\text{kwh}} = 65 \text{ kgce/t}.$$

Așa cum s-a arătat mai înainte, în cuptoarele cu flacără consumul specific este de 290 kgce/t, adică de 4,5 ori mai mare decît la încălzirea electrică directă, ceea ce justifică alegerea încălzirii electrice pentru reperul fuzetă.

În construcția combinelor agricole ocupă o pondere deosebită roțile de transmisie cu lanț, care au rolul de a transmite mișcarea de rotație la diverse organe principale ale combinei.

Pînă în anul 1987 acestea se executau prin tehnologia de prelucrare prin frezare dinte cu dinte a unor discuri de oțel, cu grosimea egală cu cea a coroanei dințate a roții.

Datorită faptului că acest procedeu este foarte puțin productiv, necesitînd multe mașini-unelte, a fost înlocuit prin procedeul tehnologic de formare a coroanei dințate a roților prin deformare plastică la cald cu ajutorul valțurilor de rulat. Acest procedeu nou (brevetat de către URSS) asigură îmbunătățirea substanțială a parametrilor tehnico-economici după cum urmează :

— productivitatea de execuție a danturii crește de 6—8 ori în comparație cu metoda clasică prin frezare ;

— consumul de metal se reduce cu 30% datorită grosimii mai reduse a discurilor din care se execută roțile după noua tehnologie ;

— rezistența la uzură crește cu 30% ;

— consumul specific de energie este practic egal cu cel al tehnologiei prin frezare. Dacă se are în vedere consumul specific cumulat de energie, acesta se reduce cu cel puțin 20%, datorită reducerii consumului de metal cu 30%.

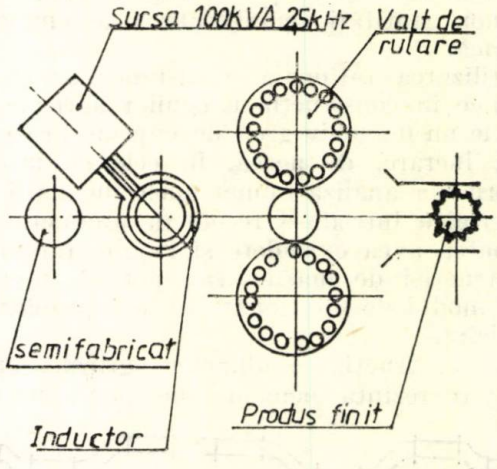


Fig. 4. Schema de rulare la cald roți de lanț.

Acest procedeu, așa cum rezultă din figura 4, folosește încălzirea inductivă (de medie frecvență cu generator rotativ) a unor discuri din oțel, încălzindu-se numai partea care se va dantura (partea exterioară a discului), după care se execută dantura propriu-zisă, prin rularea discului încălzit între două valțuri confecționate din materiale și cu o geometrie care să permită obținerea danturii.

După ce roţile de lanţ sînt executate, indiferent prin ce procedeu, ele trebuie să fie călite; în general se călesc prin CIF.

Dacă la actualul procedeu de rulare la cald a roţilor de transmisie cu lanţ s-ar efectua imediat operaţia de călire a danturii, s-ar folosi energia deja înmagazinat, iar consumul de energie pentru operaţia de călire ar fi mai mic.

În prezent roţile obţinute după această nouă tehnologie se lasă să se răcească şi mult mai tîrziu se execută operaţia de călire.

Înlocuirea generatorului rotativ şi efectuarea operaţiei de călire chiar pe instalaţia propriu-zisă urmează să se realizeze în următorii ani contînd pe o reducere cu 10% a consumului specific.

O ultimă aplicaţie a electrotermiei în construcţia maşinilor agricole se referă la călirea prin CIF a lamelor de la aparatul de tăiere a combinei.

Călirea prin CIF a lamelor se aplică în întreprinderea „Semănătoarea" de mai bine de 30 de ani ca fiind singura soluţie tehnică existentă la data aceea.

Se ştie că randamentul generatoarelor electronice pentru călire este de 50% şi dacă se ţine seama şi de randamentul de producere a energiei electrice rezultă un randament global de cel mult 15%.

În prezent se realizează o îmbunătăţire la acest egeneratoare cu efecte pozitive asupra calităţii călirii şi a consumului de energie electrică.

Se ştie că fiecare generator este comandat ciclic cu un programator, care programează timpul de călire stabilit pentru un anume nivel de tensiune, respectiv de putere. Orice variaţie de tensiune produce o variaţie de putere şi, deci, o variaţie de energie (timpul programat fiind acelaşi), care influenţează asupra calităţii călirii, producînd supraîncălzirea sau subîncălzirea lamelor.

În prezent se introduce un alt tip de programator, astfel încît energia absorbită să fie constantă, indiferent de variaţiile tensiunii reţelei de alimentare. Prin aceasta se constată că, pe lîngă îmbunătăţirea calităţii călirii se va obţine o reducere a consumului de energie electrică. Problema de fond rămîne însă generatorul electronic de înaltă frecvenţă, dacă poate fi îmbunătăţit randamentul acestuia sau dacă însuşi procedeul trebuie înlocuit.

În ultima perioadă au apărut în literatura de specialitate articole despre tratamente termice cu laser, bineînţeles prin folosirea unor lasere cu CO_2 puternice (4—5 kW). Un asemenea laser poate fi utilizat pentru călirea unor suprafeţe complicate, la care tratamentul convenţional nu poate fi aplicat.

Călirea cu laser aplică pe piesa respectivă mai puţină căldură decît procedeele convenţionale, deoarece căldura se aplică numai pe suprafaţa călită, în schimb suprafaţa trebuie acoperită cu un strat de material absorbit, care permite pătrunderea energiei în metal.

În această situaţie autorii şi-au propus ca, împreună cu fabricanţii de laser din ţara noastră să analizeze din punct de vedere tehnologic şi energetic, utilizarea laserului pentru călirea superficială a lamelor, în scopul reducerii consumului specific de energie electrică.

Acestea au fost cîteva din aplicaţiile mai deosebite ale electrotermiei în construcţia combinelor agricole, care au condus la: creşterea productivităţii, îmbunătăţirea calităţii produselor, reducerea consumului de materiale, ca şi la o reducere importantă a consumului de energie şi combustibil.

Bibliografie

[1] *Comşa, D.* Instalaţii electrotermice industriale 1986.

[2] Revista Metalurgică, martie 1982, Marea Britanie.

[3] Comunicări ICPE — 1986.

[4] Comunicări CRE — Iaşi — 1987.

CZ 621.314.263

TRIPLOR DE FRECVENȚĂ
OPTIMIZARE
CUPTOR DE INDUCȚIE

Utilizarea optimă a triploarelor feromagnetice de frecvență în metalurgie

CONSTANTIN GHIȚĂ * — BUCUREȘTI

Introducere

Triploarele feromagnetice de frecvență funcționează pe baza fenomenului de saturație magnetică a miezurilor feromagnetice, excitate în curent alternativ, fenomen care duce la apariția armonicii de ordinul trei a inducției magnetice. Pentru a se obține performanțe bune ale unui asemenea triplor trebuie ca tola din care este făcut miezul feromagnetic să aibă o caracteristică de magnetizare cu cot de saturație cît mai pronunțat și punctul de funcționare al triplorului să se găsească pe cotul de saturație înspre partea saturată a acestuia (punctul A din figura 1). De asemenea, trebuie ca pierderile specifice în fier ale miezurilor să fie cît mai reduse, pentru a se obține o încălzire mică a acestora în regimul permanent de funcționare.

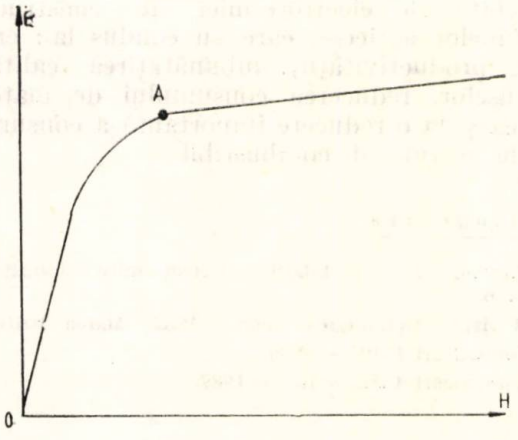


Fig. 1

Utilizarea în metalurgie a triploarelor de frecvență este indicată, deoarece mărirea frecvenței tensiunii de alimentare a cuptorului de inducție de la 50 Hz la 150 Hz conduce la creșterea randamentului termic al cuptorului prin scăderea timpului total de topire a șarjei. De asemenea, prin folosirea triploarelor de frecvență cu intrare trifazată și ieșire monofazată (triplor Spinelli) se elimină instalația de simetrizare a rețelei de alimentare, instalație obligatorie în cazul folosirii transformatoarelor electrice monofazate obișnuite la frecvența de 50 Hz.

Triplorul feromagnetic este constituit din trei miezuri identice I, II, III, cu înfășurările primare conectate în stea, la rețeaua de alimentare și înfășurările secundare înseriate în triunghi deschis, pentru obținerea armonicii de ordinul trei [1], [2]. În plus, triplorul mai are o înfășurare de compensare în care se conectează capacitatea C_c, cum se arată în figura 2.

Regimul optim de funcționare a triplorului, la șarjă dată a cuptorului, se obține acționînd asupra mai multor parametri și anume : tensiunea de alimentare U_1, capacitatea C_c din circuitul de compensare, capacitatea C_3 din circuitul de sarcină.

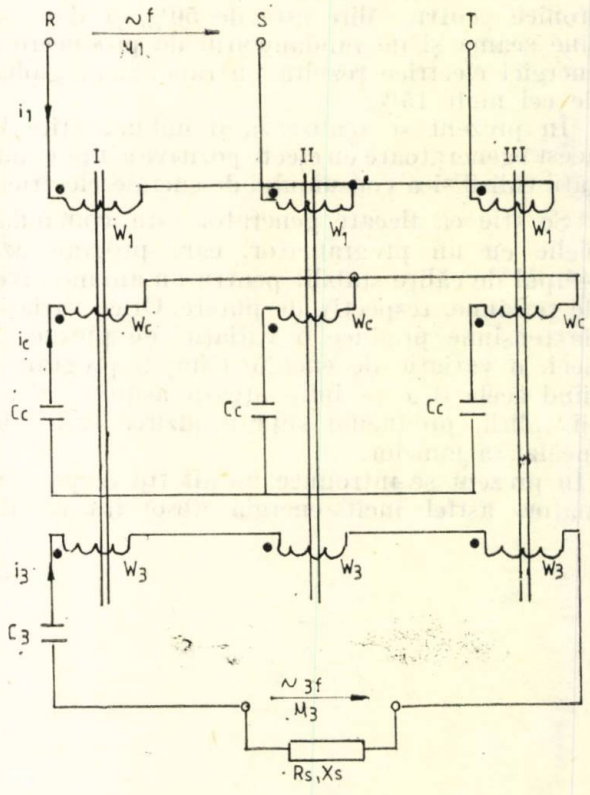


Fig. 2

În prezenta lucrare se indică un mod de obținere a randamentului maxim al unui triplor feromagnetic de frecvență care alimentează un cuptor de inducție cu creuzet.

* Dr. ing. *Constantin Ghiță* — Institutul Politehnic din București, Catedra Mașini Electrice.

1. Compensarea energiei reactive inductive

Triplorul feromagnetic de frecvență este un consumator de putere reactivă și funcționează întotdeauna în regim inductiv, cînd nu este compensat corespunzător cu ajutorul capacităților. Energia reactivă este înmagazinată în inductivitățile L_1, L_c și L_3 ale înfășurărilor primară, de compensare și secundară, precum și în inductivitatea echivalentă a inductorului și sarjei L_s. De aceea, funcționarea optimă a triplorului are loc cînd întreaga energie

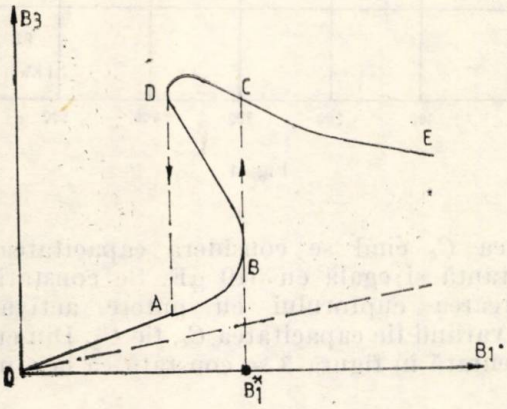


Fig. 3

reactivă inductivă a triplorului este compensată cu ajutorul condensatoarelor pentru a se obține un factor de putere echivalent cît mai apropiat de unitate.

Pe de altă parte, un triplor necompensat nu se încarcă bine cu putere activă, indiferent de impedanța sarcinii din secundarul lui. Acest lucru se poate explica pe baza dependenței neliniare dintre armonica de ordinul trei a inducției din miez și fundamentala inducției, dependența care este dată în figura 3, [3]. Se observă că pentru un triplor necompensat (curba punctată din fig. 3) inducția magnetică B_3 are valori mici; în schimb pentru un triplor compensat această inducție capătă valori mult mai mari (curba plină din fig. 3).

Așadar, o compensare corectă a triplorului asigură pe lîngă performanțele energetice superioare ale acestuia (randament și factor de putere) și o încărcare bună cu putere activă, deci o eficiență sporită.

Pentru a se obține un punct de funcționare al triplorului compensat trebuie ca tensiunea de alimentare U_1 să aibă o valoare mai mare decît aceea corespunzătoare inducției B_1^* din figura 3.

Inductivitățile L_1, L_c, L_3 și L_s se pot măsura. Se consideră triplorul compensat optim, deci factorii de putere pe partea primară și pe partea cuptorului se consi eră, în primă aproximație, unitari:

$$\cos \varphi_1 = \cos \varphi_3 = 1. \qquad (1)$$

Pentru o anumită șarjă dată, se estimează timpul de topire [4] din care rezultă valoarea puterii active P_2 debitată de triplor cuptorului.

Puterea activă absorbită de triplor P_1 se poate calcula cu relația $P_1 = P_2/\eta$, η fiind randamentul triplorului. Un calcul rapid și destul de exact al capacităților de compensare optimă ale triplorului C_c și C_3 se face în ipoteza neglijării rezistenței înfășurărilor. Această ipoteză este cu totul admisă în cazul triploarelor de putere. De exemplu, pentru un triplor de 700 kVA, $R_1 = 0{,}0018\ \Omega$, $\omega L_1 = 0{,}19\ \Omega$, reactanța inductivă fiind de 106 ori mai mare decît rezistența.

Pentru înfășurarea de compensare $\omega L_c/R_c = 214$, iar pentru cea de sarcină raportul este $3\omega L_3/R_3 = 600$.

Curenții care parcurg înfășurările triplorului sînt dați de relațiile aproximative:

$$I_1 = \frac{P_2}{3\eta U_1};\quad I_c = \frac{w_c}{w_1\left(\omega L_c - \dfrac{1}{\omega C_c}\right)} \times$$

$$\times \sqrt{U_1^2 - \left(\frac{\omega L_1 P_2}{3\eta U_1}\right)^2};\quad I_3 = \frac{P_2}{U_3}, \qquad (2)$$

în care w_1, w_c sînt numerele de spire ale înfășurărilor primară și de compensare, iar U_1 este tensiunea de fază primară și U_3 tensiunea secundară.

Energia reactivă inductivă a sistemului cuptor-triplor se calculează cu relația:

$$W_i = 3\omega L_1 I_1^2 + 3\omega L_c I_c^2 + 3\omega(3L_3 + L_s)I_3^2. \qquad (3)$$

S-a ținut seama că în înfășurarea de compensare mărimile alternative au pulsația ω, iar în înfășurarea de sarcină au pulsația 3ω. Energia reactivă W_i trebuie compensată printr-o energie capacitivă W_c, egală cu W_i, avînd expresia:

$$W_c = \frac{3I_c^2}{\omega C_c} + \frac{I_3^2}{3\omega C_3}, \qquad (4)$$

Egalînd expresiile (3) și (4) se găsește relația cu ajutorul căreia se determină expresiile capacităților de compensare C_3 și C_c:

$$3\omega L_1 I_1^2 + 3I_c^2\left(\omega L_c - \frac{1}{\omega C_c}\right) +$$

$$+ I_3^2\left(9\omega L_3 + 3\omega L_s - \frac{1}{3\omega C_3}\right). \qquad (5)$$

Se poate alege, de exemplu, capacitatea C_3, astfel încît să fie asigurată relația :

$$9\omega L_3 + 3\omega L_s - \frac{1}{3\omega C_3} = 0, \qquad (6)$$

deci, această capacitate compensează integral energia reactivă a cuptorului și a înfășurării de sarcină a triplorului. Capacitatea C_c se determină din relația (5), ținînd seama de relația (6) :

$$\frac{1}{\omega C_c} = \omega L_c + \frac{1}{\omega L_1}\left(\frac{3U_1 w_c \eta_1}{P_2 w_1}\right)^2 \times$$

$$\times \left[U_1^2 - \left(\frac{\omega L_1 P_2}{3\eta U_1}\right)^2\right]. \qquad (7)$$

Randamentul triplorului pentru puteri P_2 în gama (300—600) kW se poate alege în intervalul (0,85—0,9) avînd în vedere și rezultatele experimentale obținute.

2. Încercări experimentale

Încercările experimentale s-au efectuat pe un triplor feromagnetic de frecvență, avînd următoarele date nominale : puterea nominală $S_n = 700$ kVA, tensiunea nominală primară de linie $U_{1n} = 380$ V, frecvența tensiunii primare $f_1 = 50$ Hz ; tensiunea nominală secundară $U_3 = 380$ V ; frecvența tensiunii secundare $f_3 = 150$ Hz, conexiunea înfășurării primarestea.

S-au măsurat inductivitățile înfășurărilor primară L_1, de compensare L_c, de sarcină L_3 și a cuptorului L_s și s-au găsit următoarele valori : $L_1 = 61.10^{-5}$H, $L_c = 410.10^{-5}$ H, $L_3 = 70.10^{-3}$ H, $L_s = 10.10^{-5}$ H. Numerele de spire ale înfășurărilor triplorului sînt : $w_1 = 15$; $w_c = 38$; $w_3 = 16$ spire.

Se vor determina valorile capacităților de compensare C_3 și C_c pentru valoarea puterii active din secundarul triplorului, egală cu 400 kW. Se consideră randamentul triplorului, pentru această putere $\eta_1 = 0{,}85$, deci rezultă puterea activă absorbită de primar $P_1 = 400/0{,}85 = 470$ kW.

Cu expresia (6) se găsește valoarea capacității $C_3 = 510$ μF. Capacitatea C_c din circuitul de compensare se determină folosind relația (7). Se găsește valoarea $C_c = 1227$ μF.

Puterea reactivă a triplorului, dată de cele două condensatoare, pentru puterea $P_2 = 400$ kW, are valoarea dată de relația (4), găsindu-se $W_c = 2\,976$ kVar.

În figura 4 se reprezintă cîteva rezultate experimentale și anume : variația factorilor de putere ai triplorului cu puterea P_2, iar în figura 5 dependența dintre puterea activă P_2 și capacitatea C_c cînd se consideră capacitatea C_3 constantă și egală cu 510 μF. Se constată că încărcarea cuptorului cu putere activă se face variind fie capacitatea C_c, fie C_3. Din curba prezentată în figura 5 se constată că la o masă

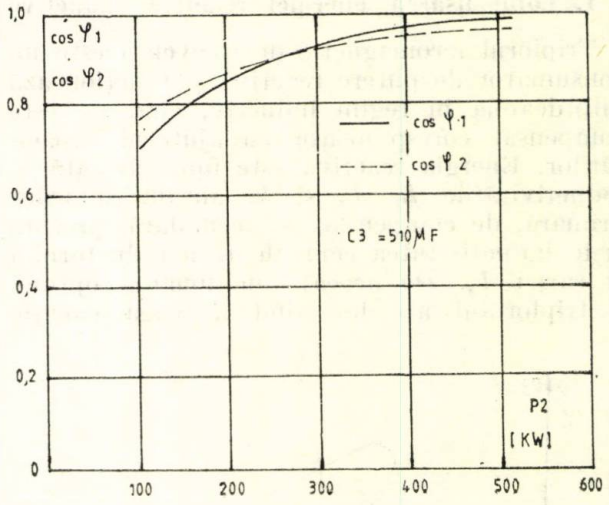


Fig. 4

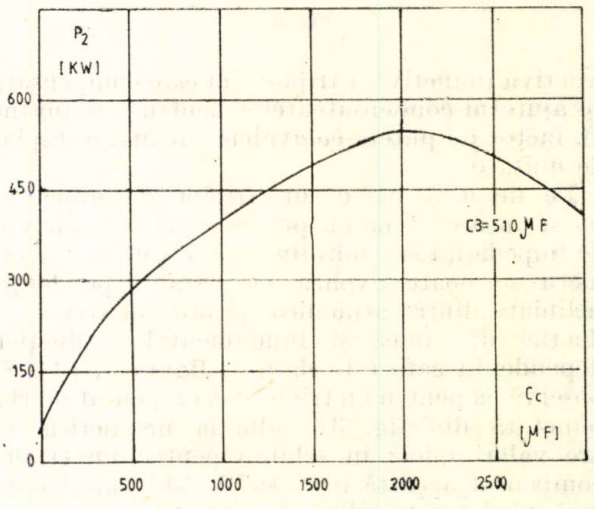


Fig. 5

a sarjei dată, puterea activă debitată de triplor are un maxim, existînd o anumită capacitate C_c pentru care se obține acesta.

În figura 6 se prezintă dependența randamentului triplorului de puterea P_2.

Reglarea puterii active P_2 a cuptorului se face variind capacitatea C_c din circuitul de compensare. Același efect se obține și dacă se variază capacitatea C_3 din circuitul de sarcină. Trebuie însă avut în vedere, la alegerea condensatoarelor, că pentru circuitul de compensare se aleg condensatoare de 50 Hz, iar pentru circuitul de sarcină se aleg condensatoare de 150 Hz. În lipsa unor condensatoare de 150 Hz, pe

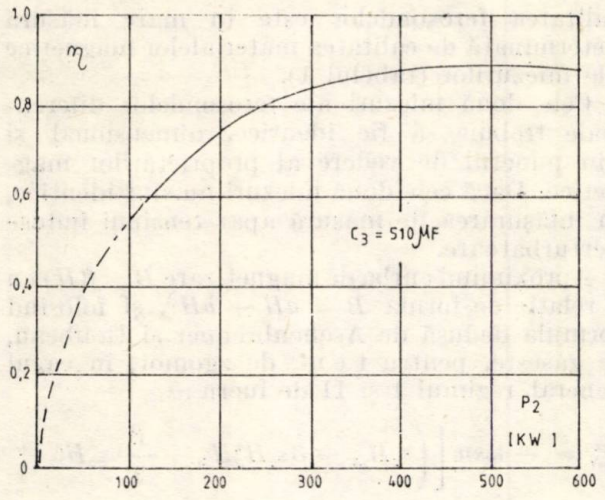


Fig. 6

sarcină se pot pune tot condensatoare de 50 Hz, care trebuie să aibă o tensiune nominală mai mare de $\sqrt{3}$ ori. De exemplu, pentru tensiunea nominală a triplorului $U_3 = 380$ V, condensatorul C_3 trebuie să aibă tensiunea nominală de 660 V și frecvența de 50 Hz.

3. Concluzii

Triploarele feromagnetice de frecvență se pot folosi cu bune rezultate în metalurgie, la alimentarea cuptoarelor monofazate electrice de inducție. În comparație cu transformatoarele electrice obișnuite de 50 Hz, utilizarea triploarelor conduce la eliminarea instalației de simetrizare a rețelei și la obținerea unui randament termic mai bun al cuptorului.

Funcționarea triplorului trebuie să fie optimă, adică factorii de putere ai acestuia să fie cît mai apropiați de unitate, iar randamentul său să fie maxim. Acest lucru se obține, alegînd pentru o șarjă dată a cuptorului, capacitatea C_c din circuitul de compensare de o anumită valoare, bine stabilită, obținută cu ajutorul relației (7). De asemenea, capacitatea C_3 se calculează cu relația (6), asigurîndu-se astfel o compensare a sarcinii triplorului.

Folosirea înfășurării trifazate de compensare este obligatorie la triploarele de putere. Construirea unor triploare fără această înfășurare conduce la obținerea unor factori de putere ai triplorului mai mici, indiferent de valoarea capacității C_3 din circuitul de sarcină [5].

Bibliografie

[1] *Bamdas, A. M.* ș.a., Staticekie electromagnitnie preobrazovateli ciastoti i cisla faz. Moscova, Gosenergoizdat, 1961.

[2] *Ghiță, C.* Calculul analitic al triplorului feromagnetic de frecvență. În : E.E.A. — Electrotehnica, nr. 9—10, 1974.

[3] *Bessonov, L. A.*, Nelineiniie elektriceskie țepi, Moscova, 1964.

[4] *Comșa, D.* Instalații electrotermice industriale, vol. II, Ed. Tehnică, București, 1986.

[5] *Crăciunescu, A., Ghiță, C.*, Similarity criteria and the design of feromagnetic frecuency tripler with three cores and D.C. premagnetization. În : Rev. Roum. Sci. Techn. Electr. et Energ., Nr. 3, 1971.

CZ 621.3.013 : 621.926.08 : 001

FEROSONDE DIFERENȚIALE
CÎMP MAGNETIC
PROIECTARE

Aspecte de proiectare și funcționare ale traductoarelor de tip „ferosondă"

DAN FLORIAN SĂMĂRESCU * — BUCUREȘTI

Generalități

Ferosondele, compuse din miezuri feromagnetice și înfășurări distribuite pe lungimea lor, sînt traductoare active, sensibile la cîmpul magnetic exterior. Ele au început să se fabrice prin deceniul al treilea al secolului XX.

Invențiile și lucrările lui Aschenbrenner, Goubeau, Förster, Harisson ș.a., au condus la îmbunătățirea primelor modele. Lucrări teoretice au apărut mai tîrziu. În prezent preocupările și realizările teoretice și experimentale se desfășoară susținut, gama aplicațiilor se extinde continuu, apar domenii noi de aplicații ale ferosondelor care devin mereu mai sensibile și perfecționate.

Sensibilitatea ferosondelor (care se exprimă în $\mu V/\gamma$, $1\ \gamma = \frac{10^{-2}}{4\pi}$ A/m) a crescut, ajungîndu-se pentru ferosondele longitudinale la zeci și chiar sute de $\mu V/\gamma$. În controlul nedistructiv electromagnetic interesează măsurarea unor cîmpuri de ordinul a 10^{-4} T, ceea ce corespunde la intensități ale cîmpului magnetic în

* Dr. ing. *Sămărescu, D. F.* — Institutul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Electrotehnică — ICPE — București.

aer de ordinul $10^3/4\pi$ A/m de ordinul oerstezilor, și în miez de ordinul A/m. Semnalul așteptat, de ordinul zecilor și sutelor de milivolți; vitezele de control pot ajunge la 10—50 m/s și chiar la 100 m/s, fiind posibilă automatizarea completă a controlului. Din punctul de vedere al valorilor cîmpului magnetic necesar să se măsoare, ferosondele se dovedesc elemente apte pentru utilizarea în controlul nedistructiv.

În lucrare sînt examinate numai aspecte privind posibilitățile de realizare și caracterizare a ferosondelor și sînt interpretate cîteva rezultate experimentale.

Aspecte privind proiectarea și realizarea miezurilor feromagnetice ale ferosondelor

Fiind traductoare active cu miezuri feromagnetice, alegerea și utilizarea materialelor pentru miezuri reprezintă un aspect esențial în atingerea unei sensibilități ridicate. Deși regimul de lucru ales influențează construcția și utilizarea ferosondelor, totuși aspectele privind miezurile rămîn de obicei aceleași. În esență, calitatea ferosondelor este în mare măsură determinată de calitatea materialelor magnetice ale miezurilor (tabelul 1).

Cele două miezuri ale ferosondelor diferențiale trebuie să fie identice, dimensional și din punctul de vedere al proprietăților magnetice. Dacă cele două miezuri nu sînt identice, în înfășurarea de măsură apar tensiuni induse perturbatoare.

Aproximînd curba de magnetizare $B = f(H)$ cu o relație de forma $B = aH + bH^3$, și folosind formula dedusă de Aschenbrenner și Goubeau, se găsește, pentru t.e.m. de zgomot, în cazul general, regimul I și II de lucru :

$$e_N^2 = -\omega s w \left[\left(\varepsilon_a H_m + 3\varepsilon_b H_0^2 H_m + \frac{3}{4}\varepsilon_b H_m^3 + \right.\right.$$

$$\left. + 3\varepsilon_b H_2^2 H_m \right) \cos \omega t - 3\varepsilon_b H_2 H_m^2 \sin 2\omega t -$$

$$\left. - \frac{3}{4}\varepsilon_b H_m^3 \cos 3\omega t \right],$$

Tabelul 1

Marca oțelului	Grosimea mm,	H_c, A/m	Permeabilitatea relativă a materialului			Bs, T	Punct Curie, °C
			μ inițial	μ_{max}	μ_{dmax}		
80 H×C	0,1	2—3	22 000	120 000	240 000	0,7	330
	0,05	3—3,5	20 000	80 000			
	0,01	3,5—4	—	—	110 000		
79 HM	0,1	1—2	20 000	120 000	450 000	0,85	450
	0,05	2—3	16 000	90 000	—		
	0,01	2—3	—	—	190 000		
79 HMY	0,1	0,5—1	22 000	150 000	525 000	0,75	400
	0,05	1—2	16 000	120 000	—		
	0,01	2—3	—	—	310 00		

ε0 H×C

grosimea, mm	μ inițial nu mai mic de	μ maxim nu mai mic de	H_c, A/m, nu mai mic de
0,02—0,04	18 000	70 000	4
0,05—0,08	20 000	90 000	3,2
0,1—0,18	22 000	120 000	2,4
0,20—0,30	28 000	130 000	1,6
0,35—0,50	35 000	150 000	1,2
0,55—1	30 000	170 000	1
1,1—2,5	25 000	150 000	1,2

în care $\varepsilon_a = a'' - a'$, $\varepsilon_b = b'' - b'$ și a', a'', b', b'' sînt coeficienții expresiilor caracterizînd curba de magnetizare $B = f(H)$ a celor două miezuri.

În regimul II de lucru, cel mai interesant pentru scopul propus, $H_2' = 0$, deci:

$$e_N^x = -\omega s w_2 \left[\left(\varepsilon_a H_m + 3\varepsilon_b H_0^2 H_m + \right.\right.$$

$$\left.\left. + \frac{3}{4} \varepsilon_b H_m^3 \right) \cos \omega t - \frac{3}{4} \varepsilon_b H_m^3 \cos 3\omega t \right].$$

Apare aici cuantificată influența neidentității miezurilor asupra nivelului de perturbații introduse în semnalul secundar.

Semnalul total are expresia:

$$e = \omega s w_2 \left[6 b H_0 H_m^2 \sin 2\omega t - \right.$$

$$- \left(\varepsilon_a H_m + 3\varepsilon_b H_0^2 H_m + \frac{3}{4} \varepsilon_b H_m^3 \right) \cos \omega t +$$

$$\left. + \frac{3}{4} \varepsilon_b H_m^3 \cos 3\omega t \right],$$

în care:

$$b = \frac{b' + b''}{2}.$$

Se vede că, numai armonica II-a a semnalului util este proporțională cu cîmpul H_0 de măsurat și informațiile asupra lui H_0 sînt, în principal, conținute în această armonică.

Spectrul zgomotului conține doar armonicile I și III. *O filtrare corespunzătoare permite îmbunătățirea raportului semnal-zgomot.*

Relația pentru e_N^x permite și calculul expresiei $\frac{E_{1H}}{G_N}$, care oferă indicații asupra variației nulului ferosondei. Se au în vedere, de asemenea, influențele temperaturii, tensiunilor mecanice ș.a., ceea ce complică problema.

Suprapunerea cîmpurilor de excitație și de măsură conduce și la alte concluzii asupra utilizării, de exemplu, descrierea de către puncte din miezuri a unor bucle diferite de magnetizare în timpul funcționării. În regimul II de funcționare $H_1' \gg H_0$, cînd $H_0 \neq 0$ nu se mai modifică lățimea buclei de histerezis și funcționarea se poate descrie prin curba de magnetizare medie. Se găsește condiția ca $H_m > H_{m\,opt}$, în care $H_{m\,opt}$ reprezintă intensitatea cîmpului de magnetizare care asigură sensibilitate maximă, pentru cea de a doua armonică.

În aceste condiții se asigură posibilitatea de a folosi numai curba de magnetizare medie pentru descrierea funcționării.

Pentru ferosondele cu excitație longitudinală se alege $H_m = (3 \div 5) H_s$, în care H_s este cîmpul de saturație.

Cercetarea fenomenelor se poate face teoretic, iar confirmarea rezultatelor se impune pe cale experimentală, ceea ce este valabil și în ce privește variația fazei armonicii t.e.m. de armonica a doua, în lungul miezului.

Se impune ca materialele pentru confecționarea miezurilor să aibă curba de magnetizare rectangulară, cîmp coercitiv redus, pierderi mici, permeabilitate ridicată.

Se preferă aliaje feronichel de tip permaloy GOST 10994—64 și GOST 10162—62. Acestea prezintă $\mu_{inițial}$ ridicat. μ_{max} ajunge la 10^5 — — 10^6 și H_c între 1 — 10 A/m.

Forma dreptunghiulară se obține prin tratamente termice realizîndu-se sortimente avînd proprietăți diferite și caracteristici magnetice bine determinate. Se are în vedere, de asemenea, realizarea unei viteze de magnetizare ridicate în cîmpuri magnetice relativ slabe. Trebuie examinate, totodată, comportarea miezurilor la îmbătrînire, la temperatură și la acțiuni mecanice.

Proprietățile materialelor depind și de grosime. Micșorarea grosimii înrăutățește proprietățile. Se știe însă că îndeplinirea condiției $N\mu \gg 1$ conduce la aceea că permeabilitatea miezului, practic, devine independentă de schimbarea permeabilității substanței.

Din acest motiv grosimea materialului pentru miezurile ferosondelor se alege pe alte considerente decît valoarea maximă a permeabilității, între care, asigurarea rigidității miezului, o tehnologie simplă de construcție, reducerea efectului pelicular.

Grosimea miezului este legată de frecvență prin relația $h < (2 - 4) \frac{1}{\sqrt{f}}$, care conduce la următoarea corespondență:

h, mm	f, Hz
1	$1{,}6 \cdot 10$;
0,1	$1{,}6 \cdot 10^3$;
0,01	$1{,}6 \cdot 10^5$;
0,001	$1{,}6 \cdot 10^7$.

Se urmăresc frecvențe mai ridicate pentru lărgirea cîmpului de informații realizate cu ferosondele și în scopul miniaturizării și ridicării siguranței traductoarelor.

La ridicarea frecvenței se ridică și nivelul superior al frecvenței-limită a spectrului cîmpului măsurat și, odată cu aceasta, se creează posibilitatea realizării de traductoare care permit măsurarea cu viteză crescută. Ridicarea frecvenței face ca dimensiunile elementelor electronice să se reducă, permițînd posibilități de miniaturizare a aparatelor.

Pentru a avea miezuri cu rigiditate convenabilă, grosimea tolei nu trebuie să fie sub 0,1 mm. Pentru a realiza grosimi mai reduse se caută tehnologii speciale.

Aspectul esențial, legat de realizarea unor ferosonde sensibile, îl reprezintă posibilitățile de apreciere a coeficientului de demagnetizare și permeabilității diferențiale. Aceasta este o problemă complicată, indicațiile bibliografice sînt rare și greu de găsit. Vor trebui însă executate lucrări teoretice și experimentale în continuare.

Alte aspecte care trebuie avute în vedere se referă la: fluxul de dispersie bobină-miez, coeficienții de influență între bobine, caracteristicile dinamice de magnetizare, fenomenele de magnetizare și caracterizarea lor, calculul timpului de magnetizare, alegerea expresilor definind curba de magnetizare și introducerea lor în problema de difuzie a cîmpului electromagnetic, neuniformitățile cîmpului magnetic în interiorul miezurilor ș.a. Acestea toate conduc la necesitatea unor bobine de compensație sau magneți de compensație.

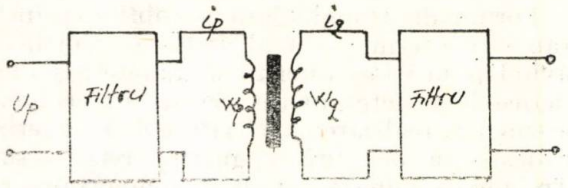


Fig. 1

Se cuvin prezentate fenomenele electromagnetice care au loc în miezul feromagnetic, la magnetizarea simultană cu cîmpuri magnetice continuu și alternativ în regimul II de lucru, iar efectele trebuie considerate (fig. 1).

Se presupune că frecvența $q=0$ și, în această situație:

$$B(H_p, H_0) = \sum_{m=0}^{\infty} [B_{2m+1} \cos(2m+1)(pt+\varphi) + B_{2m} \cos 2m(pt+\varphi)].$$

La schimbarea direcției lui H_0:

$$B(H_p, -H_0) = \sum_{m=0}^{\infty} [B_{2m+1} \cos(2m+1)(pt+\varphi) - B_{2m} \cos 2m(pt+\varphi)].$$

La schimbarea fazei H_p cu π:

$$B(-H_p, H_0) = \sum_{m=0}^{\infty} [-B_{2m+1} \cos(2m+1)\cdot(pt+\varphi) + B_{2m} \cos 2m(pt+\varphi)].$$

De reținut: dacă $\Delta H = H_q = H_0$ se micșorează μ_d și variația se desfășoară cu frecvență dublă. Intensitatea cîmpului magnetic conține doar armonici impare. Apare efectul de redresare a lui B, deci și a lui E. Prezența lui H_0 contribuie și la micșorarea valorii permeabilității diferențiale.

Schimbînd valoarea intensității cîmpului magnetic continuu, suprapus peste un cîmp alternativ (avînd $B_p \cos \omega t$ și B_p = constant), se poate modifica valoarea intensității cîmpului magnetic H_p corespunzător (plasînd punctul de funcționare în domenii diferite pe curba de magnetizare).

Schimbarea lui H_0 prin modificarea lui H_p (alternativ) nu este însă posibilă, fiindcă un cîmp magnetic continuu este creat doar de un curent continuu.

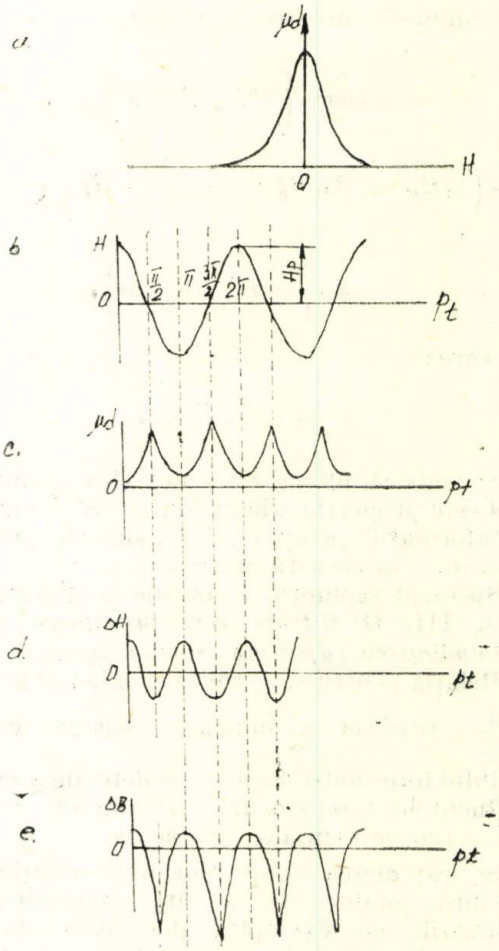


Fig. 2

H_p sinusoidal aplicat peste H_0 continuu conduce la efectul de redresare pentru B (fig. 2 și 3).

Caracteristicile dinamice de magnetizare a miezurilor feromagnetice sînt în măsură determinantă influențate de curenții turbionari și de dimensiunile geometrice (fig. 4 și 5).

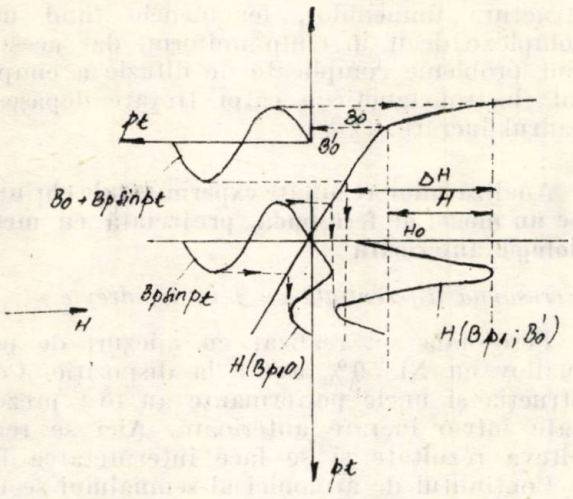


Fig. 3

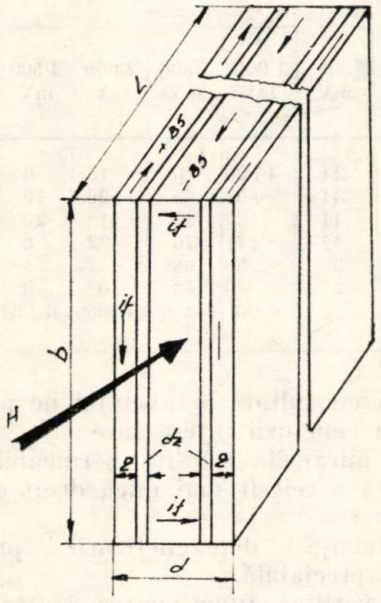


Fig. 4

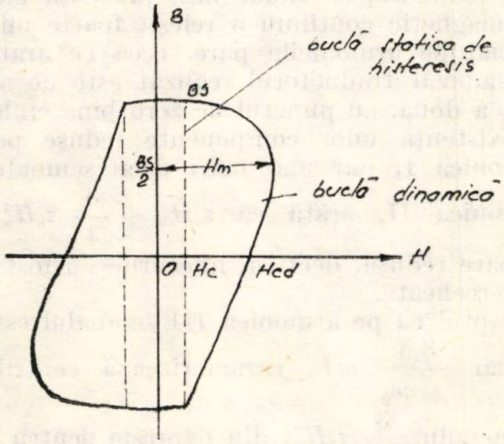


Fig. 5

Se știe că la grosimi ale tolei de două ori adîncimea de pătrundere, valoarea inducției calculată în secțiunea mediană este cu 23% mai redusă decît amplitudinea la suprafață. Pentru raporturi $\frac{\text{grosime}}{\text{adîncime pătrundere}} \ll 1$ se poate neglija efectul pelicular. (Aceste concluzii s-au extras în una din ipotezele simplificatoare întîlnite și anume $\mu = \text{const}$).

Rezultatele teoretice nu coincid pe deplin cu cele experimentale. Problema este deosebit de complexă și se impune studiul sistematic al difuziei cîmpului electromagnetic.

Pentru pierderi în permalloy Richards ș.a. au găsit expresii experimentale convenabile.

Pentru cîmpuri mai puternice se acceptă, de asemenea, corectarea rezultatelor de calcul cu coeficienți empirici, greu de obținut din cauza neliniarității pronunțate.

Expresia $\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}}$ se recomandă să se aplice pentru cîmpuri slabe, cînd valoarea efectivă a intensității cîmpului magnetic la suprafață este mai redusă decît cea care corespunde la μ_{max}.

La cîmpuri mai puternice se recomandă pentru adîncimi de pătrundere o expresie de forma $\delta_e = \sqrt{\frac{1}{\omega\mu\sigma}}$, rezultate obținute de Neiman prin rezolvarea ecuațiilor Maxwell aproximînd curba de magnetizare cu o parabolă. μ se calculează pentru situația $H = \frac{H_m}{\sqrt{2}}$, H_m fiind amplitudinea cîmpului magnetic aplicat la suprafață.

Calculul adîncimii de pătrundere permite să se aprecieze grosimile miezurilor în corelație cu frecvența, pentru care se poate considera cîmpul magnetic repartizat uniform. Aceasta se întîmplă cînd $\delta > \frac{d}{2}$, în care d este grosimea miezului.

Cînd $H_{aplicat} > H_{\mu max}$ (situație adesea întîlnită în aplicații), condiția este deci :

$$d \leqslant 2\delta, \text{ deci } d < \frac{2}{\sqrt{\omega\mu\sigma}}.$$

Importanța constă și în aceea că deplasarea nulului datorită histerezisului lipsește numai dacă această condiție $d < \frac{2}{\sqrt{\omega\mu\sigma}}$ este îndeplinită.

Se știe că perturbațiile în semnalul de ieșire se datorează magnetizării remanente a miezurilor (fenomene de histerezis) cîmpurilor magnetice exterioare, insuficientei conexiuni între bobinele de excitație și de măsură ș.a.

Perturbațiile se datorează zgomotelor de natură electrică și magnetică, tensiunilor cu aceeași frecvență deosebită de a semnalului util. Tensiunile de diferite frecvențe se pot elimina cu filtre potrivite, astfel încît ele nu se consideră în modificarea nulului. Tensiunile de frecvență ale semnalului util — dar perturbații — se pot datora magnetizării remanente a miezurilor — deci histerezisului — cîmpurilor exterioare, influenței bobinelor de excitație a căror tensiune poate conține armonici la frecvența semnalului util etc. Nivelul minim este de ordinul $10^{-12} - 10^{-11}$W.

În tensiunea de alimentare se poate elimina armonica a doua. Histerezisul rămîne atunci cauza principală a limitării nivelului minim al sensibilității. Modificarea nulului se determină prin curentul care trebuie să aducă la nul tensiunea de semnal.

În orice situație, o condiție esențială o reprezintă pătrunderea cîmpului de excitație în întreaga suprafață a miezului, deci, îndeplinirea condiției de efect pelicular slab al curenților turbionari. Neuniformitatea repartiției cîmpului magnetic în miez, ca urmare a geometriei sau efectului pronunțat de suprafață, conduce la modificarea nulului ca urmare a histerezisului.

Fenomenele ce apar la conectarea bobinei de excitație (creșterea puternică a curentului tranzitoriu) dependente de faza tensiunii la momentul conectării influențează punctul de nul. Se caută, prin diferite mijloace, ca la conectare curentul să păstreze amplitudinea constantă.

Uneori este necesară ecranarea traductoarelor. Nu s-au prezentat celelalte cauze ale perturbațiilor semnalului de ieșire. Prezența cîmpului de demagnetizare face ca grosimea miezurilor să se poată alege spre limita superioară a corelației, deoarece cîmpul demagnetizant micșorează influența curenților turbionari.

Fluxul magnetic prin miezuri longitudinale, datorită faptului că $m = \dfrac{\pi\left(1^2 - \dfrac{c}{3}1^2 w\right)}{4s\left(\ln\dfrac{k1}{a+b} - 1\right)}$

și la $\mu > m$, $\mu_0 \sim m$,

este $\Phi = \mu_0 u_0 HS = m\mu_0 HS \sim$ constant.

Fluxul magnetic este aproape constant și nu depinde mult de secțiunea transversală. Aceasta este o concluzie foarte interesantă pentru practică, care arată că fără a dăuna mult sensibilității se pot utiliza și la frecvențe mai ridicate miezuri mai groase, mai ușor de realizat și cu rigiditate convenabilă.

Trebuie studiate intens metodele prin care se pot determina caracteristicile reale ale miezurilor — atît cele statice, cît și cele dinamice.

Prezența curenților turbionari modifică și structura domeniilor, fenomenele fiind mai complexe decît în cîmp uniform, dar acestea sînt probleme complicate de difuzie a cîmpului electromagnetic a căror tratare depășește cadrul lucrării.

Analiza unor rezultate experimentale obținute pe un model de ferosondă, proiectată cu metodologia anterioară

Ferosondă diferențială cu miezuri drepte

Ferosonda s-a realizat cu miezuri de permalloy cu Ni 50% avute la dispoziție. Construcția și unele performanțe au fost prezentate într-o lucrare anterioară. Aici se reiau cîteva rezultate și se face interpretarea lor.

Conținutul de armonici al semnalului secundar a fost analizat cu aparatură din I.C.P.E. așa cum reiese din tabelul 2.

Tabelul 2

Frecvența, Hz / Distanța, cm	500 mV	1 000 mV	1 500 mV	2 000 mV	2 500 mV	3 000 mV	5 000 mV
0	24	1 520	0	15	0	10	4
0,5	34	851	65	526	19	130	38
1	44	537	62	413	26	121	76
2	42	171	76	132	8	53	29
4	36	36	68		4	12	11
8	27	9	53	0	3	0	0
fără magnet	4	0,06	3,5	0,009	0,007	0,007	0,095

Simpla consultare a tabelului ne permite să extragem concluzii interesante:

1. Cu miezurile folosite permeabilitatea echivalentă a reieșit mai mică decît cea preestimată.

2. Influența demagnetizării proprii s-a dovedit apreciabilă.

3. Se verifică funcționarea corectă a traductorului, prezența cu preponderență a armonicii a doua și a armonicilor pare.

4. Semnalul secundar fără prezența cîmpului magnetic continuu a reieșit foarte mic, în special pe armonicile pare, ceea ce arată că într-adevăr traductorul realizat este de armonica a doua, cu punctul de zero bine etalonat.

Existența unor componente reduse pentru armonica I, dar mai mari decît semnalul pe armonica II, arată că $\varepsilon_a H_m + \dfrac{3}{4}\varepsilon_b H_m^3$ are valoare redusă, deci că, miezurile au fost bine împerecheate.

Faptul că pe armonica III semnalul este de numai $\dfrac{3{,}5}{\omega s w_2}$ mV, caracterizează contribuția termenului $\dfrac{3}{4}\varepsilon_b H_m^3$, din expresia pentru ε_e.

Contribuția în fundamentală se datorează termenilor $\varepsilon_a H_m + \frac{3}{4}\varepsilon_b H_m^3$ (în lipsa cîmpului exterior) și a avut valoarea $-\frac{4}{s w_2^{\omega}}\ mV$, deci apropiată de cea corespunzătoare armonicii a treia. Se deduce astfel că $\varepsilon_a = a'' - a'$ are valoare aproape nesemnificativă, deci că pe porțiunea liniară curbele de magnetizare ale celor două miezuri sînt apropiate. Se vede astfel ce fel de concluzii se pot extrage din analiza semnalelor în lipsa cîmpului magnetic continuu. Ipoteza examinată a admis că expresia curbei $B = f(H)$ este de forma :

$$B = aH + bH^3.$$

În regimul al II-lea de lucru, expresia pentru amplitudinea armonicilor pare este :

$$E_{2n} = 4n\omega s\ w_2 H_0 \mu_0 \mu_{2n}.$$

Raportînd :

$$\frac{E_{2n}}{E_{2n+2}} = \frac{n\mu_{2n}}{(n+2)\mu_{2n+2}}.$$

În cazul armonicilor 2 și 4 (n = 1 și 2) pentru distanța 0,5 mm :

$$\frac{E_2}{E_4} = \frac{851}{526} = 1{,}64 = \frac{1}{3}\frac{\mu_2}{\mu_4}$$

în care :

$\mu_{2n} = \frac{2}{4}\int_0^{\pi} \mu_a(\omega t)\cos 2n\,\omega t d\,\omega t$ este amplitudinea permeabilității diferențiale a armonicilor pare ; $\mu_2 = 4{,}92\mu_4$ — deci amplitudinea permeabilității diferențiale la armonica a 4-a este de aproape 5 ori mai redusă decît amplitudinea permeabilității diferențiale de armonica a doua, în cazul distanței 0,5 cm :

pentru distanța 2 cm, $\frac{E_2}{E_4} = \frac{171}{132} = 1{,}3$,

pentru distanța 1 cm, $\frac{E_2}{E_4} = \frac{537}{413} = 1{,}3$.

Este naturală variația permeabilității cu distanța deoarece, odată cu distanța variază și intensitatea cîmpului magnetic continuu aplicat pe miez.

Se văd și s-ar putea analiza în continuare limitele ipotezei simplificatoare că μ este constant.

Tabelul 3

Dependența semnalului de frecvență al curentului de excitație. Date experimentale

Frecvența, Hz	Curentul de alimentare, A	Tensiunea de ieșire, mV	Observații
50	0,8	40	
500	0,8	150	
1 000	0,8	300	încălzirea bobinei
5 000	0,8	800	
10 000	0,8	3 000	
100	0,2	14	
1 000	0,2	150	
10 000	0,2	1 300	
30 000	0,2	4 000	

Este vizibilă pentru diferite valori ale curentului de excitație creșterea sensibilității cu frecvența curentului de excitație.

Concluzii

Lucrarea a prezentat bazele teoriei funcționării și proiectării ferosondelor diferențiale, insistîndu-se asupra unor performanțe realizate pe un model experimental. În mod special este examinată importanța materialelor și construcției miezurilor. Sînt arătate dificultățile și necesitățile unor cercetări în continuare. Performanțele ferosondelor și domeniile din ce în ce mai largi de aplicare se recomandă și în controlul nedistructiv.

CZ 621.3.015 : 621.3.015.51

TENSIUNE DE SUSȚINERE
TENSIUNE DE STRĂPUNGERE
ENERGIE DE STRĂPUNGERE

Determinarea tensiunilor colector-emitor maxim admisibile ale tranzistoarelor de putere

EMIL VOICULESCU * — CLUJ-NAPOCA

Introducere

Cunoașterea tensiunii maxime care poate fi aplicată unui tranzistor în condiții de siguranță este o necesitate reală, cu utilitate practică imediată. Tranzistoarele de putere destinate aplicațiilor de comutație sînt testate de producător în timpul procesului de fabricație. Cu această ocazie se verifică și tensiunile maxim-admisibile de colector [1—6]. Nu întotdeauna însă, este suficientă cunoașterea specificației de catalog. Cercetări privind fiabilitatea tranzistoarelor de putere [7—9] indică o reducere progresivă a ariei de funcționare sigură cu timpul, și odată cu aceasta, diminuarea capabilității în tensiune (fig.1). Fenomenul este și mai pronunțat în cazul în care tranzistorul testat a suferit suprasarcini accidentale.

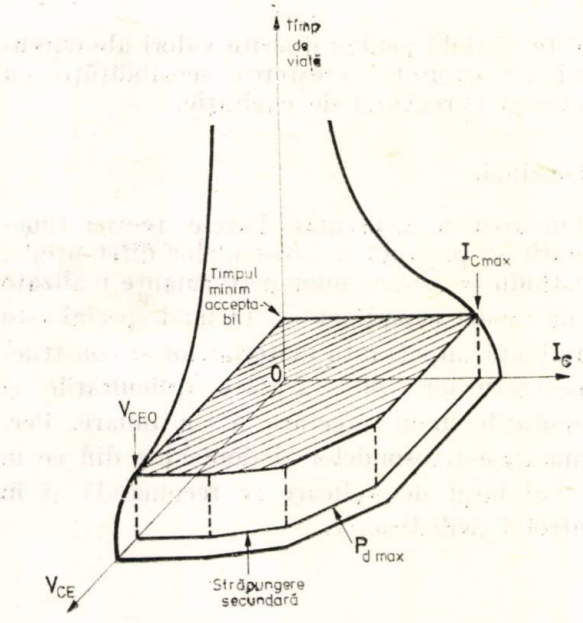


Fig. 1. Modul de variație al ariei de funcționare sigură cu timpul.

Măsurarea tensiunilor maxim-admisibile se impune de la sine cînd tranzistorul utilizat este necunoscut, situație mai frecventă în electronica de consum (în depanare) și în practica amatorilor. Caracterografele pentru tensiuni de ordinul kilovolților nu sînt disponibile.

Aceste aspecte justifică măsurarea tensiunilor-limită la utilizator, ori de cîte ori este necesar, și are drept efect mărirea siguranței în funcționare a echipamentelor de putere.

În lucrare sînt prezentate circuitele folosite în acest scop la Laboratorul de dispozitive și circuite electronice de la Institutul Politehnic din Cluj-Napoca [10], calculul principalelor mărimi și rezultatele practice semnificative.

1. Măsurarea tensiunilor de susținere

Caracteristicile electrice ale tranzistoarelor lucrînd la valori mari ale tensiunii colector-bază sînt modificate de multiplicarea în avalanșă a purtătorilor în regiunea de sarcină spațială a colectorului. Tensiunea de susținere V_{sus} este acea tensiune V_{CE} la care nu este necesar nici un curent de bază pentru a produce un curent de colector nelimitat [11]. Un tranzistor bipolar poate lucra și la tensiuni de colector mai mari decît tensiunea de susținere. Acest mod de lucru este utilizat numai în regim de impulsuri (cap. 3) și în anumite condiții (durata conducției/durata întregii perioade mică, și, în general, specificată în catalog, iar joncțiunea $B—E$ polarizată invers cu o anumită tensiune).

Limitarea la o valoare scăzută a curentului de colector prin prevederea unei rezistențe suficient de mari în circuitul colectorului exclude pericolul distrugerii tranzistorului testat, chiar în regim de lucru repetitiv [12].

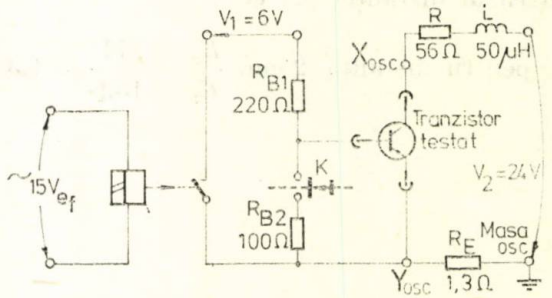


Fig. 2. Circuitul pentru determinarea tensiunilor de susținere.

În practică, fenomenul de susținere se vizualizează ridicînd caracteristica $i_C—v_{CE}$ pe osciloscop. Circuitul din figura 2 permite măsurarea tensiunii de susținere :

a — cu baza în gol, $V_{CE\,O\,(sus)}$, cînd presbutonul K este liber, și

* Ing. *Voiculescu, E.* — Institutul Politehnic Cluj-Napoca.

b — cu baza legată la emitor printr-o rezistență, $V_{CE\,R\,(sus)}$, cînd presbutonul K este acționat.

Cele două sonde ale osciloscopului se conectează ca în figura 2. Căderea de tensiune de pe rezistența de 1,3 Ω, proporțională cu i_C, este neglijabilă față de $V_{CE\,(sus)}$.

Funcționarea circuitului este următoarea:

Releul reed închide periodic contactul figurat în dreptul său. La fiecare închidere a acestui contact, tranzistorul testat este polarizat în conducție de sursa de $6\,V$. Pe calea $+24\,V - R - L$ — tranzistor testat — 1,3 Ω — — masă, se stabilește curent. După un timp dictat de constanta L/R a circuitului, acest curent atinge valoarea sa maximă:

$$I_{C\,max} \simeq \frac{V_2}{R} \simeq 0{,}4\text{A}, \qquad (1)$$

aceasta corespunzînd unei anumite energii acumulate în inductivitate. La blocarea tranzistorului, această energie tinde să mențină curentul prin bobină. Lipsind dioda de nul, tensiunea la bornele inductivității începe să crească. Această creștere încetează doar odată cu atingerea tensiunii de susținere, cînd tranzistorul testat este menținut în conducție de către $V_{CE\,(sus)}$, curentul bazei fiind nul. Energia din inductivitate este transferată în rezistoarele R și R_E și disipată. Regimul nu este periculos pentru tranzistorul testat, curentul prin circuit fiind limitat de rezistența $R = 56$ Ω.

Modul de funcționare descris este ilustrat în oscilogramele din figura 3. Se observă că:

1 — sarcina inductivă face ca la blocarea tranzistorului caracteristica (i_C, v_{CEO}) să treacă printr-o regiune cu curenți și tensiuni mari (fig. 3b, 3d);

2 — deconectarea sarcinii este mai rapidă decît conectarea ei, din cauza tensiunii mari la care se petrece fenomenul: $V_{CEO\,(sus)}$. Timpul de cădere a curentului de sarcină, adică durata conducției susținute, se determină simplu, prin liniarizare:

$$t \simeq L \frac{I_{C\,max}}{V_{CE\,(sus)}} \simeq 0{,}4\ \mu s. \qquad (2)$$

3 —

$$V_{CEO\,(sus)} < V_{CER\,(sus)}. \qquad (3)$$

Tranzistorul testat a fost un 2N3055.

În figura 4 este prezentat modelul experimental folosit la ridicarea oscilogramelor. Puterea disipată de tranzistorul testat este redusă, în consecință pentru a executa măsurătoarea nu este necesar un radiator. De aici pronunțatul caracter practic al testului: introduce-

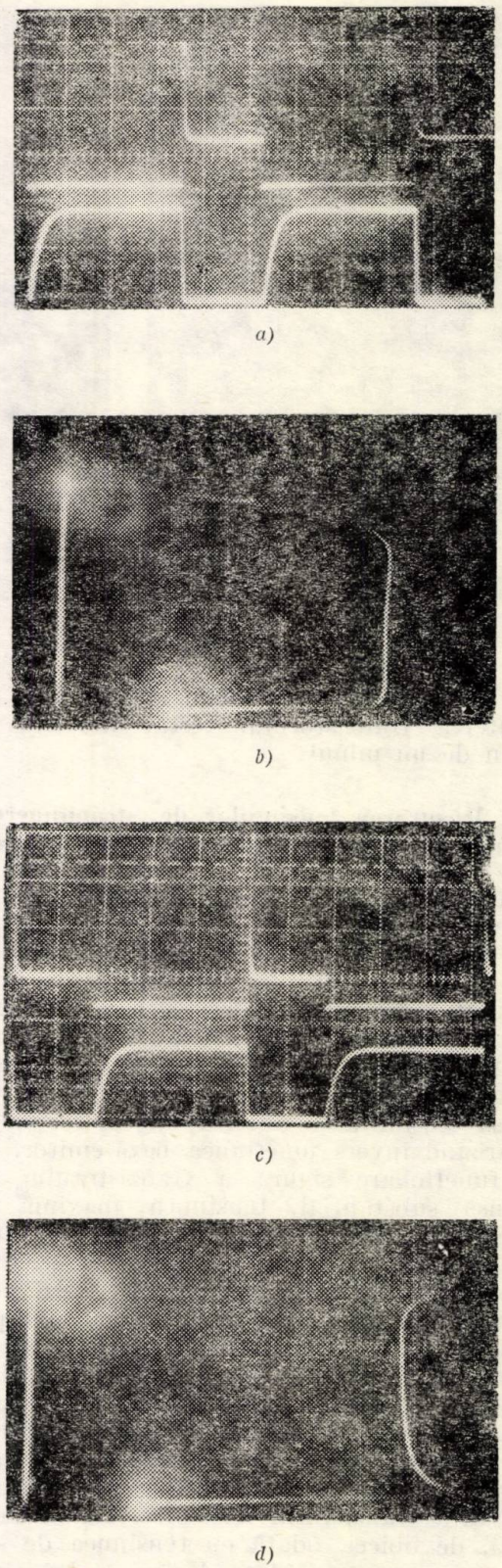
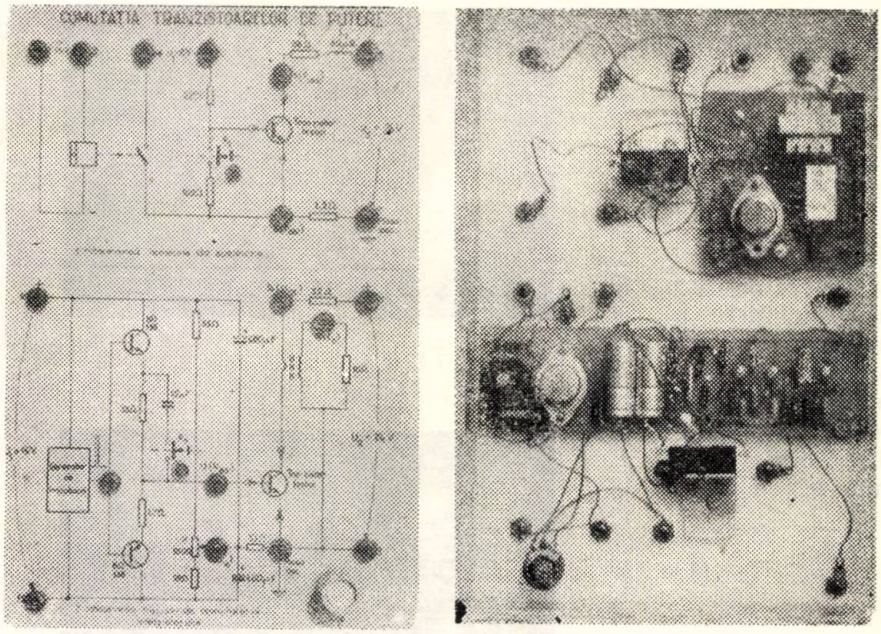


Fig. 3. Osciligrame obținute cu circuitul din figura 2 cu baza în gol (a, b) și cu baza legată la emitor printr-o rezistență de 100 Ω (c, d):

a,c — sus: v_{CE} — 20 V/div, jos — 0,25 A/div, baza de timp 2 ms/div; b,d: pe orizontală v_{CE} — 10 V/div, pe verticală i_c — 0,1 A/div



a) b)

Fig. 1. Modelul experimental cu care s-au obținut oscilogramele : a — panoul frontal ; b — vedere din spate.

rea tranzistorului în soclu, citirea $V_{CE\,(sus)}$ și scoaterea tranzistorului testat durează mai puțin de un minut.

2. Măsurarea tensiunilor de străpungere și determinarea energiei de străpungere secundară

Fenomenul străpungerii secundare a tranzistorului bipolar este bine cunoscut [7, 9, 13—18] și a fost prezentat în literatura din țara noastră încă din deceniul trecut [19]. Cu toate că tensiunea de susținere reprezintă o limită absolută pentru tranzistorul bipolar, acesta poate fi folosit în condiții de siguranță și la tensiuni mai mari, atît timp cît nu este atinsă tensiunea sa de străpungere secundară. Polarizînd invers joncțiunea bază-emitor, aria de funcționare sigură a tranzistorului este extinsă substanțial, tensiunea maximă V_{CE} înregistrînd de multe ori o creștere de cîteva sute de volți [15].

Cantitatea minimă de energie, care poate distruge un tranzistor bipolar prin străpungere secundară la comutație inversă, se numește energie de străpungere secundară. Mărimea $E_{S/B}$(S/B = second breakdown), specificată în catalog pentru fiecare tranzistor de putere și de comutație, reprezintă cantitatea maximă de energie pe care o poate disipa în condiții de siguranță tranzistorul respectiv. Ea se determină, de obicei, odată cu tensiunea de străpungere corespunzătoare $V_{(BR)\,CEX}$. La rîndul ei, tensiunea $V_{(BR)\,CEX}$ depinde de tensiunea nversă aplicată joncțiunii B—E și de curentul extras din bază.

Cu ani în urmă, cînd majoritatea tranzistoarelor de putere erau de tensiune joasă, curent mare și foarte robuste, a fost creată schema de verificare la străpungere secundară fără circuit de limitare (fig. 5a). Principalele particularități ale acestui procedeu de măsurare sînt :

a — măsurătoarea pentru stabilirea limitei dictate de străpungerea secundară în aria de funcționare sigură din planul (v_{CE}, i_C), este distructivă ; din această cauză lipsește rezistența de limitare din circuitul colectorului ;

b — chiar dacă această limită nu este atinsă, măsurătoarea este de tipul „suprasarcină accidentală", adică fie unică, fie în tren de 3 impulsuri ;

c — odată stabilită tensiunea de străpungere colector-emitor (a.), tensiunea de alimentare (sau durata impulsului din bază) trebuie redusă astfel ca $I_{C\,max}$ să scadă cu circa 20%, aceasta făcînd ca testul să devină nedistructiv.

Funcționarea circuitului este următoarea : Cele trei tranzistoare comută sincron în ritmul impulsurilor de comandă de durată t_i. Tranzistorul $BD434$, conectat ca generator de curent comandat, nu poate fi saturat ; timpul său de stocare este din această cauză minim, iar fronturile impulsului de curent din baza tranzistorului testat, rapide.

Pe durata conducției, t_i, în inductivitatea L_C se acumulează energie. Cantitatea de energie acumulată depinde de valoarea inductivității și de amplitudinea curentului de colector, $I_{C\,max}$, conform relației :

$$E = \frac{1}{2} L_C \cdot I^2_{C\,max}. \qquad (4)$$

Prin ajustarea duratei t_i a impulsului de intrare, se poate modifica $I_{C\,max}$, pînă la obținerea valorii specificate în catalog.

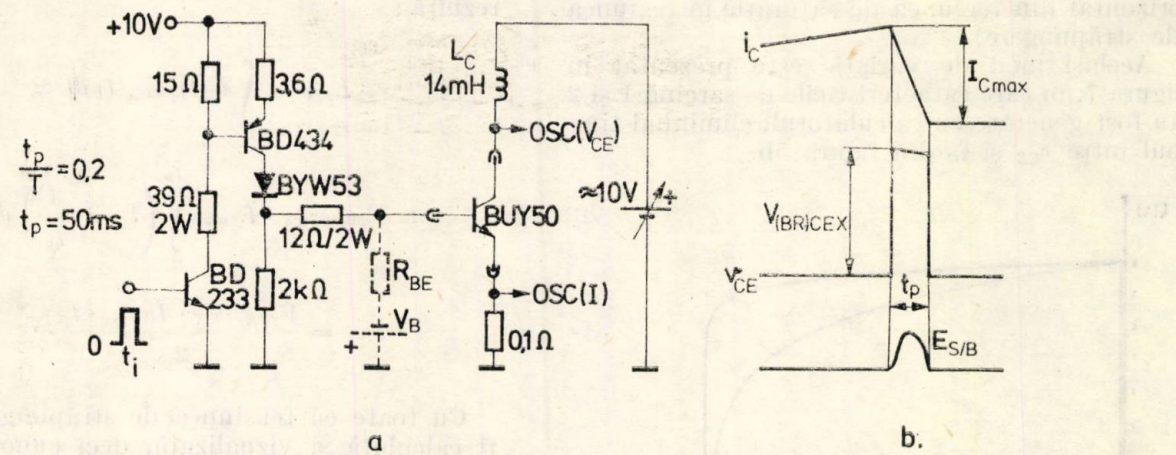


Fig. 5. Schemă de măsurare a tensiunii de străpungere și a energiei $E_{S/B}$, fără circuit de limitare (a). Curentul de colector, tensiunea colector-emitor și energia în regim de străpungere (b).

Străpungerea este declanșată de frontul posterior al impulsului de la intrare. Lipsind circuitul de limitare, tensiunea V_{CE} crește pînă la valoarea determinată de rezistorul de 2 kΩ. Pentru obținerea unei valori superioare ($V_{(BR)CEX}$) este recomandabilă polarizarea inversă a bazei [14—16]; aceasta poate fi rezolvată simplu, prin adăugarea circuitului figurat cu linie întreruptă [13]. Tensiunea $V_{(BR)CEX}$ este determinată de R_{BE} și V_B. Formele tipice ale curentului de colector, a tensiunii colector-emitor și a energiei disipate de tranzistor sînt cele din figura 5b.

În practică, energia disipată de tranzistor la comutație inversă se calculează simplu cu formula :

$$E \simeq \frac{V_{(BR)CEX} \cdot I_{C\,max} \cdot t_p}{2} \qquad (5)$$

S-au notat cu :

$V_{(BR)CEX}$ — valoarea de vîrf a tensiunii de străpungere ;

$I_{C\,max}$ — curentul maxim de colector ;

t_p — timpul de comutație programat.

Timpul de comutație se măsoară din momentul în care $v_{CE} = 0{,}1V_{(BR)CEX}$, pînă în momentul în care $i_C = 0{,}1\ I_{C\,max}$ [14]. $V_{(BR)CEX}$, $I_{C\,max}$ și t_p se măsoară cu osciloscopul.

Timpul necesar tranzistorului BUY50 pentru disiparea energiei înmagazinate în inductivitatea L_C reprezintă durata regimului de străpungere. Aceasta înseamnă :

$$E_{S/B} \simeq \frac{V_{(BR)CEX} \cdot I_{C\,max} \cdot t_p}{2} = \frac{1}{2} L_C \cdot I^2_{C\,max}, \qquad (6)$$

relație de dimensionare pentru inductivitatea de acumulare L_C.

Rezultă o bobină de acumulare de ordinul zecilor de mH, la un impuls de comandă în bază cu durata de zeci de ms [1—7], și o supracreștere a tensiunii colector-emitor dependentă de parametrii circuitului și ai tranzistorului testat. Uneori măsurătoarea este repetitivă [20], dar frecvența de comutație nu depășește cîțiva Hz pentru a permite supresarea energiei din inductivitate și, mai ales, răcirea joncțiunii între două străpungeri succesive.

Vizualizînd în mod XY semnalele culese din colectorul tranzistorului testat și respectiv, de pe rezistența de sesizare de 0,1 Ω, pe ecranul

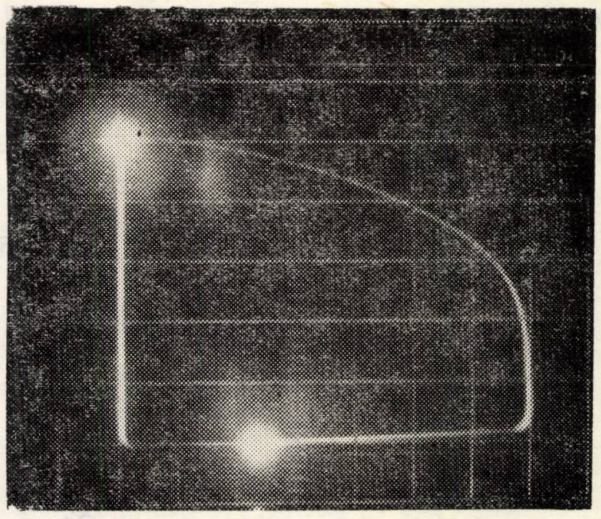


Fig. 6. Caracteristică de străpungere obținută experimental cu un tranzistor 2N3055 : pe orizontală : v_{CE} —10 V/div ; pe verticală : i_C — 0,2 A/div.

osciloscopului se obține caracteristica de sarcină : puțin înclinată pînă la caracteristica de străpungere $V_{(BR)CEX}$, coincizînd apoi cu aceasta pînă la anularea curentului de colector (fig. 6) (colectorul fiind legat la o inductivitate, punctul de funcționare se deplasează aproape

orizontal din regiunea de saturație în regiunea de străpungere).

Același mod de variație este prezentat în figura 7, în care caracteristicile de sarcină 1 și 2 au fost generate cu calculatorul, eliminînd timpul între v_{CE} și i_C din figura 5b.

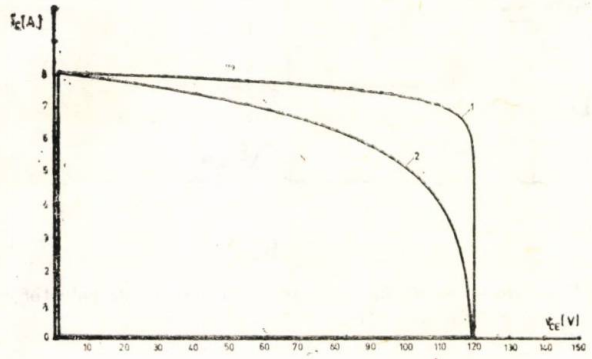


Fig. 7. Caracteristici de sarcină obținute prin simulare numerică.

Expresia energiei disipate de tranzistorul cu sarcină inductivă la blocare (5) se obține liniarizînd pe porțiuni legile de variație ale tensiunii colector-emitor și a curentului de colector.

Considerînd curentul liniar variabil :

$$i_C \simeq I_{C\,max}\left(1 - \frac{t}{t_p}\right) \tag{7}$$

tensiunea v_{CE} în regim de străpungere cvasiconstantă :

$$v_{CE} \lesssim V_{(BR)\,CEX}, \tag{8}$$

rezultă :

$$E_{S/B} = \int_0^{t_p} i_C(t) \cdot v_{CE}(t)\, dt \simeq$$

$$\simeq V_{(BR)\,CEX} \cdot I_{C\,max} \int_0^{t_p} \left(1 - \frac{t}{t_p}\right) dt =$$

$$= \frac{V_{(BR)\,CEX} \cdot I_{C\,max} \cdot t_p}{2}. \tag{9}$$

Cu toate că tensiunea de străpungere poate fi calculată și vizualizată, deci cunoscută, nu este de fapt controlată (nu este limitată printr-un procedeu special destinat acestui scop). În plus, chiar dacă nu s-a dovedit că testul diminuează performanțele tranzistorului testat [13, 14], suprasarcina aplicată este considerabilă. Testul se depărtează mult de condițiile reale de funcționare, cu inductivități de sarcină de la zeci de μH la cel mult cîțiva mH, și circuite de limitare ale tensiunii maxime.

Tranzistoarele moderne de înaltă tensiune, multiepitaxiale, cu difuzia triplă sau dublă a colectorului sînt mai puțin robuste și se testează la străpungere secundară în scheme cu circuit de limitare, care taie V_{CE} la o valoare specificată în catalog, inferioară celei de străpungere (fig. 8). Dacă curentul absorbit de tranzistor este sub valoarea specificată, tranzistorul este declarat bun și acceptat. În consecință, testarea la suprasarcină (verificarea

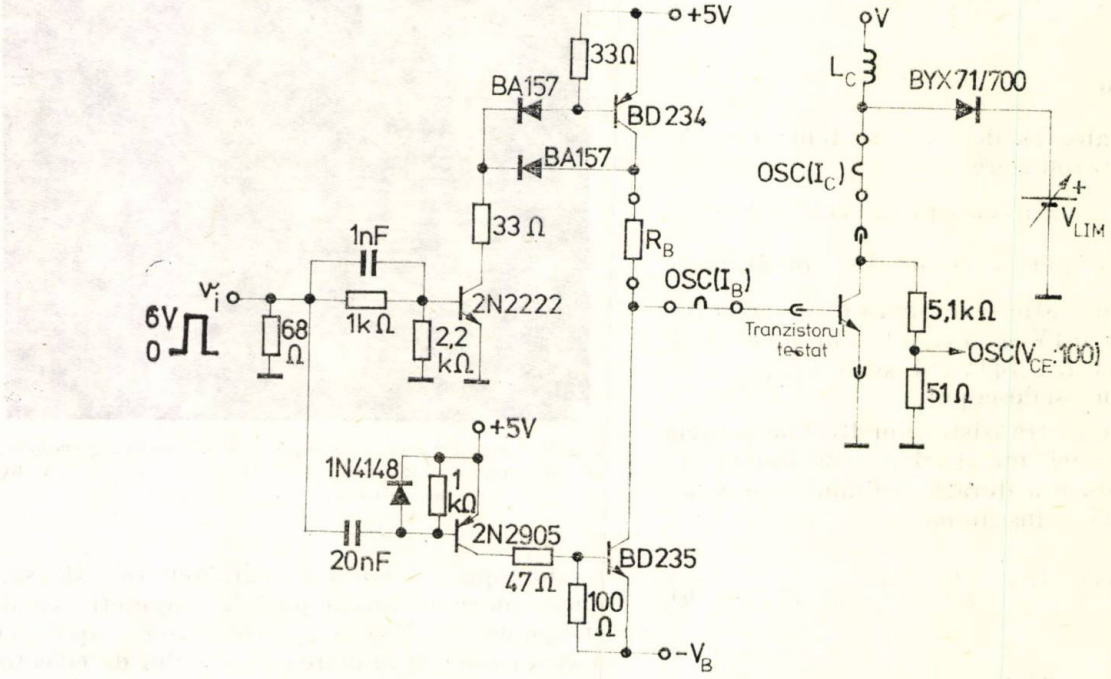


Fig. 8. Schema de măsură a energiei $E_{S/B}$ cu circuit de limitare a tensiunii colector-emitor.

specificației de catalog pentru energia de străpungere secundară) nu este distructivă și nici nu degradează performanțele tranzistorului testat.

Ori de cîte ori este posibil, circuitul de limitare a tensiunii trebuie prevăzut [16].

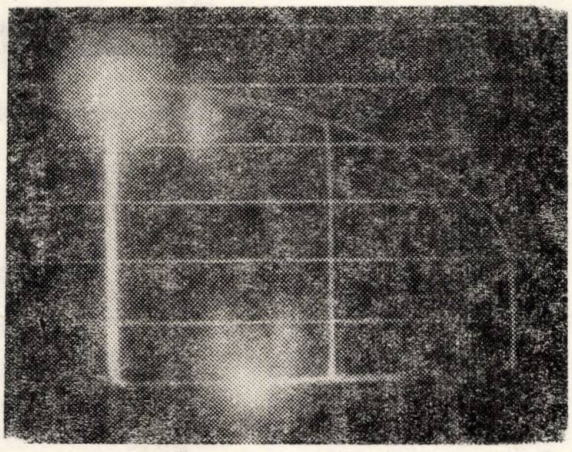


Fig. 9. Caracteristici de sarcină; curba interioară s-a obținut prin limitarea V_{CE} la 40 volți: pe orizontală: v_{CE} — 10V/div; pe verticlă: i_C — 0 2 A/div.

Schema din figura 8 conține un circuit de limitare care nu permite atingerea tensiunii de străpungere $V_{(BR)CEX}$, fixată în circuitul de intrare prin sursa negativă V_B. Testul stabilește dacă tensiunea de străpungere (și deci energia de străpungere secundară) este superioară unei anumite valori. Valoarea reală a tensiunii de străpungere, care oricum variază de la un exemplar la altul, nu interesează de fapt.

Ca limitator poate fi folosită o sursă de tensiune cu o diodă redresoare rapidă, sau o diodă Zener. Combinația sursă-diodă are avantajul că este reglabilă, tensiunea v_{CE} prezentînd totuși o supracreștere inițială, datorită timpului de revenire în conducție directă a diodei. Pentru reducerea supracreșterii, sînt esențiale legăturile scurte în circuitul de limitare și o inductivitate parazită minimă a condensatorului de ieșire a sursei V_{LIM}. Dioda Zener nu permite apariția supracreșterii, dar trebuie schimbată cînd se modifică tensiunea de străpungere specificată în catalog.

Funcționarea circuitului este următoarea:

Cînd intrarea este în starea SUS, conduc tranzistoarele 2N2222, BD234 și tranzistorul testat. Diodele BA157 împiedică tranzistorul BD234 să intre în saturație, aceasta accelerînd fronturile impulsului din baza tranzistorului testat.

Cînd intrarea trece în starea JOS, se deschid tranzistoarele 2N2905 și BD235, evacuînd sarcina stocată în baza tranzistorului testat. Condensatorul de 20nF, împreună cu rezistențele asociate, fixează durata polarizării inverse a bazei tranzistorului testat.

Circuitul de limitare acționează ca o diodă Zener legată cu catodul la colectorul tranzistorului testat și anodul la masă;

$$V_{CE\,max} = V_{LIM} + v_{L(on)} \simeq V_{LIM}. \qquad (10)$$

Evacuarea energiei acumulate în inductivitate are loc la o tensiune înaltă: $V_{LIM} - V$, aceasta făcînd ca regimul de străpungere să fie de scurtă durată [21].

În oscilograma din figura 9, caracteristica de sarcină cu limitare poate fi comparată cu cea din figura 6, peste care a fost suprapusă. La măsurători a participat studentul Kovács Yenö.

3. Concluzii

Măsurarea tensiunilor de susținere și a celor de străpungere de către utilizatorul tranzistoarelor de putere este justificată în multe cazuri, rapidă și ușor realizabilă cu circuite relativ simple.

Schema cu circuit de limitare este modernă și mai avantajoasă.

Bibliografie

[1] IPRS Băneasa. Tranzistoare de putere și de comutație. Foi tehnice 1985—1988.

[2] RCA. Bipolar Power Devices Data book. Printed in USA, 1986.

[3] General Electric. Power Transistors Manual. GE Comp., Electronics Park Syracuse, NY 13221, © 1985.

[4] SGS. Discrete Power Devices Databook. Printed in Italy, 1981.

[5] Marconi Electronic Devices. 'POWERLINE' Power Transistors, Lincoln G.B., 1986.

[6] ITT Semiconductors. Transistors Manual: Total Product Range for Consumer Applications and Professional Electronics. Freiburg, 1985.

[7] MBLE. SOAR — the basis for reliable power circuit design. În Components and know-how for switched-mode power supply, Bruxelles, 1981, p. 87—116.

[8] *Spano, A., D'Espinosa, G.* Reliability of multiepitaxial planar transistors. SGS Design Note DN 339. Printed in Italy, 1982.

[9] *Pshaenich, A.* Emitter-base avalanche life test. În: The effect of emitter-base avalanching on high-voltage power switching transistors. Application Note AN—803. Switzerland, Motorola Inc., 1983.

[10] *Voiculescu, E.* Comutația tranzistoarelor de putere În: Dispozitive și circuite electronice. Îndrumător de laborator, vol. II, p. 55, I. P. Cluj-Napoca, 1985.

[11] *Gray, P. E. Searle, C. L.* Bazele electronicii moderne. Cap. 7.5: Funcționarea tranzistorului la valori extreme ale tensiunii de colector. Ed. Tehnică, București, 1973, p. 306.

[12] *Voiculescu, E.* Măsurarea unor parametri de comutație ai tranzistoarelor de putere. În: Metrologia Aplicată nr. 4/1985, p. 161.

[13] SGS. Reverse Secondary Breakdown $E_{S/B}$. Design Note DN 335. Printed in Italy, 1979.

[14] *Bailey, B.* Reverse Bias Safe Operating Area. Application Note AN—785. Printed in Switzerland, Motorola Inc., 1983.

[15] *Saladin, H.* The effects of base drive conditions on RBSOA. Application Note AN—828. Switzerland, Motorola Inc., 1983.

[16] Motorola. Verifying collector voltage ratings. Note EN—101. Prepared by Applications Engineering. Printed in Switzerland, 1983.

[17] *Pshaenich, A.* Proportional reverse base curent drive circuit. Engineering Bulletin EB—99. Switzerland, Motorola Inc., 1983.

[18] *Schultz, W.* Power Transistor Safe Operating Area—Special Considerations for Motor Drives and for Switching Power Supplies. Application Notes AN 861 and 875. Switzerland, Motorola Inc., 1983.

[19] *Bircă Gălăţeanu, S.* Străpungerea secundară. Aria de funcţionare sigură. În : Electronică industrială, prima ediţie, EDP Bucureşti, 1976, p. 194—202.

[20] Telefunken. Meβschaltung für Induktiven Energietest. În : Transistoren für NF — und Schaltanwendungen, Heilbronn, 1985, p. 273.

[21] *Voiculescu, E.* Contactoare rapide de c.c. În : EEA-Electrotehnica nr. 2/1987, p. 52.

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA şi AUTOMATICA“ (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Electrotehnice, apare în cadrul Institutului de Cercetare Ştiinţifică şi Inginerie Tehnologică pentru Industria Electrotehnică (I.C.P.E.) Bucureşti. Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la redacţia revistei : Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 şi 695, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 301700301 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii, ca şi pentru persoane particulare este de 120 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM“ — departamentul export — import, presă — Bucureşti — Calea Griviţei nr. 64—66. P.O.B. — 2001 — Telex 01.12.26

Tiparul :
Întreprinderea Poligrafică „Informaţia“
Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25, c. 1123

E 2040/1

ETE

1989 -09- 19

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREȘTI • ANUL 37 • NR. 4 • MAI 1989

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ANUL 37 Nr. 4 mai 1989

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.365.219 : 536.2

ELECTROTERMIE
TEHNOLOGII DE GENERARE A CĂLDURII

Tănăsescu, Fl. T. : **Electrotermia şi procesele industriale. Scurtă trecere în revistă a tehnologiilor de generare a căldurii pe cale electrică.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 4, mai 1989, p. 117

Lucrarea prezintă domeniul de vîrf — electrotermia — care determină largi posibilităţi de aplicabilitate şi interesante mutaţii tehnologice.

CZ 621.365.2 : 621.313.12 : 621.3.017

CUPTOARE ELECTRICE CU ARC
GENERATOARE STATICE DE MEDIE FRECVENŢĂ
ÎNCĂLZIRE CU REZISTENTE
INCĂLZIRE CU FASCICUL DE ELECTRONI

Szentgyörgyi, V. : **Contribuţii la dezvoltarea unor echipamente moderne de electrotermie.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 4, mai 1989, p. 127

Se prezintă pe scurt rezultatele obţinute şi preocupările majore ale filialei ICPE—Tg. Mureş în domeniul încălzirii cu arc electric, prin inducţie, prin rezistenţe şi cu fascicul de electroni.

CZ 621.3.083.7 : 621.365.2

ECUAŢIA CĂLDURII
METODA VARIAŢIONALĂ

Poloţca, O., Horja, P., Nagy, F. : **Consideraţii asupra ecuaţiei de transmitere a căldurii.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 4, mai 1989, p. 134

Se prezintă o problemă la limită neliniară de tip mixt Dirichlet-Neuman, pentru ecuaţia căldurii şi rezolvarea acesteia prin metoda variaţională, problema fizică şi modelul matematic. Apoi se demonstrează existenţa şi unicitatea soluţiei, ajungîndu-se la o problemă de optimizare pentru o funcţională neliniară.

CZ 621.365—529 : 681.31—181.48

CUPTOARE ELECTRICE CU ARC
CONDUCERE AUTOMATĂ
MICROCALCULATOR DE PROCES

Diméný, G., Leftkovits, L. : **Consideraţii privind conducerea automată a cuptoarelor electrice cu arc.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 5, mai 1989, p. 140

Lucrarea prezintă consideraţii privind conducerea procesului topirii şi elaborării oţelului la cuptoarele cu arc electric cu ajutorul microcalculatoarelor de proces. La întocmirea algoritmilor, a programelor de supraveghere şi de conducere se ţine seama de caracteristicile ansamblului cuptor-echipament de poziţionare electrozi, în vederea prescrierii şi menţinerii regimurilor raţionale de funcţionare.

CZ 621.365.2 : 621.3.018.3

REGIM DEFORMANT
CUPTOR ELECTRIC CU ARC
SIMULARE NUMERICĂ

Balázs, M. : **Asupra regimului deformant la cuptoarele electrice cu arc.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 4, mai 1989, p. 148

Materialul se referă la o metodă de evaluare cantitativă a erorilor care apar prin neglijarea regimului deformant. Se prezintă schema logică a programului de calcul, rezultatele pentru două cuptoare tip DSP-3 şi DSP-20 fiind redate sub formă grafică. Se studiază influenţa parametrilor circuitului de forţă (rezistenţă, reactanţă) asupra regimului deformant.

CZ 621.313.001 : 536.001.12

CALCUL TERMIC TRIDIMENSIONAL
REŢEA DE DISRCRETIZARE
PACHET DE PROGRAME

Ifrim, C. ş.a. : **Program numeric de rezolvare a problemelor termice tridimensionale.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 4, mai 1989, p. 150

Se expune o metodă de calcul numeric al problemelor termice în configuraţii geometrice tridimensionale cu ajutorul unui pachet de programe implementabil pe microcalculatorul de 8 biţi.

CZ 621.314.02

INVERTOR DE MEDIE FRECVENŢĂ
SARCINA ECHIVALENTĂ
TRANSFORMATOARE DE ADAPTARE

Molnár, G., Horváth, L. : **Asupra problemelor de adaptare a sarcinii la invertorul triplu cu divizare de timp.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 4, mai 1989, p. 153

Se expune o metodă de calcul pentru determinarea puterii absorbite de inductor de la invertorul de medie frecvenţă de tipul cu divizare de timp. Se arată condiţiile necesare pentru obţinerea puterii impuse şi metoda adaptării sarcinii cu transformator de medie frecvenţă.

CZ 621.314 : 538.522.3

TRANSFORMATOR
MEDIE FRECVENŢĂ
INCĂLZIRE PRIN INDUCŢIE

Kelemen, G. : **Transformatoare utilizate pentru alimentarea sarcinii de la generatoare statice de medie frecvenţă.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 4, mai 1989, p. 156

Sînt prezentate fenomenele specifice de care trebuie ţinut seama la proiectarea transformatoarelor de medie frecvenţă, utilizate la adaptarea generatoarelor statice cu sarcină, ca şi modul de realizare constructivă a unui tip de transformator care asigură inductanţă de scăpări reduse.

OMSZÁGOS MŰSZAKI INFORMÁCIÓS KÖZPONT ÉS KÖNYVTÁR

CZ 621.3.029 : 621.396.6

ÎNCĂLZIRE CU MICROUNDE
CONDUCERE PROCES TEHNOLOGIC

Miron, D., Niculae, D., Ciucurean, V. : **Utilizarea microundelor în procese de încălzire cu aplicaţii industriale.**

E.E.A. — **Electrotehnică 37**, nr. 4, mai 1989, p. 159

Se prezintă utilizarea microundelor ca soluţia cea mai avantajoasă pentru procesele de încălzire în multe domenii industriale.

CZ 621.314.02

CONVERTOR STATIC
MEDIE FRECVENŢĂ
ÎNCĂLZIRE PRIN INDUCŢIE

Szekely, I., Szentgyorgyi, V. : **Consideraţii privind funcţionarea în paralel pe bare de medie frecvenţă a convertoarelor statice cu invertoare în punte.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**. nr. 4, mai 1989, p. 165

Se prezintă aspecte privind realizarea de sisteme de convertoare statice pentru încălzirea prin inducţie cu energie de frecvenţă medie : oportunitatea conceptului de sistem de convertoare, structura sistemului, curenţi de circulaţie, regimul tranzitoriu la pornirea unui convertor pe barele de medie frecvenţă, regimul tranzitoriu la decuplarea unei sarcini de pe bare. Se dau formule, diagrame pentru aprecierea curenţilor de circulaţie, diagrama cu regimurile tranzitorii analizate.

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.365.2/9: 536.2

ЭЛЕКТРОТЕРМИЯ
ТЕХНОЛОГИИ ПРОИЗВОДСТВА ТЕПЛОДАТЧИКОВ

Тэнэсеску, Фл. Т.: **Электротермия и промышленные процессы. Краткое представление технологий генерирования теплоты по пути электричества.**

Е.Е.А. — **Electrosehnica 37**, пг. 4, май 1989 г., стр. 117

Работа представляет пиковую область — электротермию — определяющую широкие возможности применения и важные технологические превращаемости.

УДК 621.365.2: 621.313.12: 621.3.017

ЭЛЕКТРОДУГОВАЯ ПЕЧЬ
СТАТИЧЕСКИЕ ГЕНЕРАТОРЫ СРЕДНЕЙ ЧАСТОТЫ
НАГРЕВ СОПРОТИВЛЕНИЕМ
НАГРЕВ ЭЛЕКТРОННЫМИ ПУЧКАМИ

Сентгеорги, В.: **Принимание участия в развитии современного электротермического оборудования.**

Е.ЕА. — **Electrotehnica 37**, пг. 4, май 1989г., стр. 127

Подробно представляются полученные результаты и деятельность филиала ICPE — Tg. Mureş в области нагрева сопротивлением, индукционного нагрева, нагрева при помощи электродуговой печи, и нагрева електронными пучками.

УДК 621.3.083.7: 621.365.2

УРАВНЕНИЕ ТЕПЛОТЫ
МЕТОД ВАРИАЦИОННЫЙ

Полоцка, О., Хоржа, П., Наги, Ф.: **Соображения об уравнению теплопередачи.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 37**, пг. 4, май 1989 г., стр. 134

Представляется краевая задача смешанного типа, Дириклет-Неуман, для уравнения теплоты и его решения вариационным методом, физическая задача и математическая модель. Потом, описывается наличие и единственность решения, доходя до задачи оптимизации для нелинейного функционала.

УДК 621.365—529: 681.31—181.48

ЭЛЕКТРОДУГОВЫЕ ПЕЧИ
АВТОМАТИЧЕСКОЕ УПРАВЛЕНИЕ
МИКРО ЭВМ ПРОЦЕССОРНАЯ

Димени, Г., Лефкович, Л.: **Соображения об автоматическом управлении электродуговых печей.**

Е.Е.А — **Electrotehnica 37**, пг. 4 май 1989 г., стр. 140

В работе представляются соображения об управлении процесса расплава и достижения стали при электродуговых печях при помощи процессорных микро-ЭВМ. При составлении алгоритмов, программ наблюдения и управления имеются в виду характеристики узла печь-оборудование установления в положении обработки электродов, с целью предписания и поддержки рациональных режимов работы.

УДК 621.365.2: 621.3.018.3

ДЕФОРМИРУЮЩИЙ РЕЖИМ
ЭЛЕКТРОДУГОВАЯ ПЕЧЬ
ЧИСЛОВОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

Балаш, М.: **О деформирующем режиме при электродуговых печах.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 37**, пг. 4, май 1989 г., стр. 148

Статья представляет метод количественной оценки появляемых ошибок из-за неучёта деформирующего режима. Представлена логическая схема вычислительной программы, результаты для печей типа ДСП-3 и ДСП-20 представляясь в графической форме. Изучается влияние параметров силовой цепи (сопротивление, реактивность) на деформирующий режим.

УДК 621.313.001: 536.001.12

ТРЕХРАЗМЕРНЫЙ ТЕРМИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ
ДИСКРЕТНАЯ СХЕМА
ПРОГРАММНЫЙ ПАКЕТ

Ифрим, К. и др., **Числовая программа для решения трёхразмерных термических задач.**

Е.Е.А, — **Electrotehnica 37**, пг. 4, май 1989 г., стр. 150

Представляется числовой расчётный метод для термических задач в трёхразмерных геометрических конфигурациях при помощи вводимого на микро ЭВМ 8 битов программного пакета.

УДК 621.314.02

ИНВЕРТОР СРЕДНЕЙ ЧАСТОТЫ
ЭКВИВАЛЕНТНАЯ НАГРУЗКА
СОГЛАСУЮЩИЙ ТРАНСФОРМАТОР

Молнар, Г., Хорват, Л.: **О вопросах согласования нагрузки с трёхразмерным инвертёром разветвлением времени.**

Е.Е.А — **Electrotehnica 37**, пг. 4 мау 1989 г., стр. 153

Представляется метод исчисления для определения потребляемой мощности переключателем инвертора средней частоты типа с разветвлением времени. Указаны необходимые условия для получения необходимой мощности и метод согласования нагрузки с трансформатором средней частоты.

УДК 621.314: 538.522.3

ТРАНСФОРМАТОР
СРЕДНЯЯ ЧАСТОТА
ИНДУКЦИОННЫЙ НАГРЕВ

Кегемен, Г.: **Использующие трансформаторы при питании нагрузки от статических генераторов средней частоты.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 4 май 1989 г., стр. 156

Представлены специфические явления необходимые иметь в виду при проектировании трансформаторов средней частоты, употребляемых при согласовании статических генераторовс нагрузкой и способ конструктивного создания обеспечающего типа трансформатора индуктивности малого рассеяния.

УДК 621.3.029: 621.396.6

МИКРОВОЛНОВОЙ НАГРЕВ
УПРАВЛЕНИЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИОГО ПРОЦЕССА

Мирон, Д. Никулае, Д., Чукурян, В.: **Употребление микроволн при процессе нагрева с промышленными применениями.**

E.E.A. — **Electrotehnic. 37** nr. 4, май 1989 г., стр. 159

Представляется употребление микроволн, самое удобное решение для процессов нагрева во многих промышленных областях.

УДК 621.314.02

СТАТИЧЕСКИЙ КОНВЕРТЕР
СРЕДНЯЯ ЧАСТОТА
ИНДУКЦИОННЫЙ НАГРЕВ

Свекели, И., Сзентгиорги, В.: **Соображения о параллельном функционировании на стержнях средней частоты статических конверторов с мостовыми инвертерами.**

E.E.A. — **Electrotehnic 37,** nr. 4 май 1989 г., стр. 165

Представляются виды создании систем статических преобразователей для индукционного нагрева энергией средней частоты: своевременность концепта системы преобразователей, структура системы, циркуляционные потоки, переходный режим при пуске преобразователя на стержнях средней частоты, переходный режим при отсоединении нагрузки от стержней. Даются формулы, диаграммы для оценивания циркуляционных потоках диаграммы с анализирующими переходными режимами

INHALT

DK 621.365.2/9 : 536.2

ELECTROTHERMIE
TECHNOLOGIE DER WÄRMEERZEUGUNG

Tănăsescu, Fl. T.: **Electrothermie und die Industrieprozessen. Ausriss der Technologien für die Wärmeerzeugung auf elektrischem Weg.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, Nr. 4, Mai 1989, S. 117

Die Arbeit stellt das Spitzgebiet-Elektrothermie — die weite Anwendungs-möglichkeiten und interessante technologische Versetzungen bestimmt, dar.

DK 621.365.2 : 621.313.12 : 621.3.017

ELEKTRISCHE ÖFEN MIT BOGEN
STATISCHE MITTELFREQUENZGENERATOREN
ERWÄRMUNG MIT WIEDERSTÄNDE
ERWÄRMUNG MIT ELEKTRONENSTRAHL

Szentgyörgyi, V.: **Beiträge bei der Entwicklung einiger modernen Elektrothermieausrüstungen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, Nr. 4, Mai 1989, S. 127

Es werden kurz die erhaltenen Ergebnisse und die höchsten Beschäftigungen des ICPE-Tg. Mureş Kollektivs bezüglich der Erwärmung mit elektrische Lichtbogen durch Induktion, mit Widerstände und Elektronenstrahl, beschrieben.

DK 621.3.083.7 : 621.365.2

VÄRMEGLEICHUNG
VARIATIONELLE METHODE

Polofca, O., Horja, P. Nagy, F.: **Beiträge zur Übertragungsgleichung der Wärme.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, Nr. 4, Mai 1989, S. 134

Man stellt ein Problem der nichtlinearer Grenze gemischten Typs Dirichlet Neumann, dar für die Wärmegleichung und derer Lösung durch die variationelle Methode, der physischen Aufgabe und des mathematischen Modells. Weiter wird die Existenz und die Einheitlichkeit der Lösung demonstriert wobei man zu einer Optimierung einer nichtlinearer Funktionale kommt.

DK 621.365—529 : 681.31—181.48

ELEKTRISCHE ÖFEN MIT BOGEN
AUTOMATISCHE STEUERUNG
PROZESSMIKRORECHNER

Dimeny, G., Leftkovits, L.: **Beiträge zur automatischen Steuerung der elektrischen öfen mit Bogen.**

E.E.A. — **Electrotehnica** 37, Nr. 4, Mai 1989, S. 140

Die Arbeit stellt Beiträge zur Prozesssteurung des Schweissverfahrens und der Stahlentwicklung in den Öfen mit elektrischem Lichtbogen mit Hilfe der Prozessmikrorechner, dar. Bei der Herstellung der Algorithmen der Kontroll-und Steuerungsprogramme, werden die Charakteristiken des Ensembles Öfen-Ausrüstung für Elektrodenlage in Betracht gezogen für die Vorschreibung und Erhalten der rationellen Betriebsregimes.

DK 621.365.2 : 621.3.018.3

DEFORMIERBARES REGIME
ÖFEN MIT ELETKTRISCHEM LICHTBOGEN
NUMERISCHE SIMULATION

Balázs, M.: **Bezüglich des deformierbaren Regimes bei den elektrischen Öfen mit Bogen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, Nr. 4, Mai 1989, S. 148

Die Arbeit bezight sich auf eine quantitative Schätzungsmethode der Fehler die wegen dem deformierten Regimeausfall erscheinen. Es wird das logische Schema des Berechnungsprogramms, die Ergebnisse von zwei Öfen Typ DSP-3 und DSP-20 dargestellt, wobei sie in Form von einer Grafik erscheinen. Man studiert den Einfluss der Parameter des Kraftkreises (Widerstand, Reaktanz) auf den deformierten Regime.

DK 621.313.001 : 536.001.12

DREI DIMENSIONELLE THERMISCHE BERECHNUNG
DISKRETISIERUNGSNETZ
PROGRAMMPAKET

Ifrim, C. u.a. : : **Numerische Lösungsprogramm der thermischen dreidimensionellen Probleme.**

E.E.A. — **Electrotehnie 37,** Nr. 4, Mai 1989, S. 150

Es wird eine Methode der numerischen Berechnung der thermischen Probleme in geometrische dreidimensionelle Konfigurationen mit Hilfe eines implementierbaren Programmpaket auf einem Mikrorechner von 8 Bit, dargelegt.

DK 621.314.2 02

MITTELFREQUENZ UMRICHTER
EQUIVALENTE BELASTUNG
ANPASSUNGSTRANSFORMATOREN

Molnar, G., Hrovah, L. : **Bezüglich der Anpassungsprobleme der Belastung bei dem dreifachen Umrichter mit Zeitdivision.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** Nr. 4, Mai 1989, S. 153

Es wird eine Berechnungsmethode für die Bestimmung der Leistungsaufnahme vom Mittelfrequenzumrichter des Typs mit Zeitdivision, dargestellt. Es werde den die notwendigen Bedingungen für die Erhaltung der Leistung und die Anpassungsmethode der Balastung mit dem Mittelfrequenztransformator gezeigt.

DK 621.314 : 538.522.3

TRANSFORMATOR
MITTELFREQUENZ
ERWARMUNG DURCH INDUKTION

Kelemen, G. : **Transformatoren angewendet für die Versorgung der Belastung von statischen Generatoren mit Mittelfrequenz.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** Nr. 4, Mai 1989, S. 156

Es werden die spezifischen Phenomäne für den Transformatorenentwurf mittlerer Frequenz dargestellt : diese verwendet man bei der Anpassung statischen Genearatoren mit Belastung. Es wird gleichfalls die konstruktive Hesstellungsart eines Transformatoren typs der die nidriegen Induktanzausfälle sichert, dargestellt.

DK 621.3.029 : 621.396.6

ERWÄRMUNG MIT MIKROWELLEN
STEUERUNG DES TECHNOLOGISCHEN PROZESSES

Miron, D., Niculae, D., Ciucurean, V. : **Anwendung der Mikrowellen im Erwärmungsprozess mit industriellen Anwendungen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** Nr. 4, Mai 1989, S. 159

Man stellt die Anwendung der Mikrowellen mit der besten Lösung für die Erwärmungsprozesse in vielen Industriegebiete, dar.

DK 621.314.02

STATISCHER WANDLER
MITTELFREQUENZ
ERWARMUNG DURCH INDUKTION

Szekely, I., Szentgyorgyi, V.: **Beiträge zum parallelen Betrieb auf Mittelfrequenzstangen der statischen Wandler mit Brückenumrichter.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** Nr. 4, Mai 1989, S. 165

Man beschreibt Aspekte bezüglich der Entwicklung von statischen Wandlersysteme für die Erwärmung durch Induktion mit Mittelfrequenzenergie als auch die Günstigkeit des Systemkonzeptes der Wandler, die Systemstruktur, Fahrströme, transitorisches Regime bei dem Antrieb eines Wandlers auf die Mittelfrequenzstangen, der transitorische Regime bei der Entkopplung einer Belastung auf den Stangen. Man gibt Formeln, Kennlinien für Fahrströme, Kennlinien der analysierten transitorischen Regime, an.

CONTENTS

DC 621.365.2/9 : 536.2

ELECTROTHERMICS
HEAT GENERATION TECHNOLOGIES

Tănăsescu, Fl. T. : **Electrothermics and Industrial Processes. Brief Review of Electric Heat Generation Technologies.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** No. 4, May 1989, p. 117

This paper presents the top field — electrothermics — which offers wide possibilities of applicability and interesting technological mutations.

DC 621.365.2 : 621.313.12 : 621.3.017

ELECTRIC—ARC FURNACE
RESISTANCE HEATING
ELECTRONIC BEAM HEATING

Szentgyörgyi, V. : **Development in Modern Electrothermic Equipment.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** No. 4, Mai 1989, p. 127

The most important studies and the reszults obtained in ICPE-Tg. Mureş subsidiary in the field of electric-arc, inductive, resistor and electronic beam heating are briefly presented.

DC 621.3.083.7 : 621.365.2

HEAT EQUATION
VARIATIONAL METHOD

Poloţca, O., Horja, P., Nagy, F. : **Considerations on Heat Conduction Equation.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** No. 4, May 1989, p. 134

The non-linear boundary problem of mixed type, Dirichlet, Neuman, for heat equation and its solving through variational method, physical problem and mathematical model are presented. Then, the existance and singularity of the solution is demonstrated, concluding with an optimizing problem for a non-linear functional equation.

DC 621.365—529 : 681.31—181.48

ARC FURNACE
AUTOMATIC CONTROL
PROCESS MICROCOMPUTER

Dimeny, G., Leftkovits, L. : **A view on Automatic Control of Arc Furnace.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** No. 4, May 1989, p. 140

This paper presents a view on controlling the melting process and steel smelting in arc furnaces with process microcomputer. The characteristics of the assembly made up of furnace and electrodes locating equipment are taken into account in building the algorithms, the control and monitoring programmes in view of prescribing and maintaining service rational states.

DC 621.365.2 : 621.3.018.3

NON-SINUSOIDAL STEADY STATE
ARC FURNACE
DIGITAL SIMULATION

Balázs, M. : **On the Non-Sinusoidal Steady State with Arc Furnaces.**
E.E..A. — **Electrotehnica 37,** No. 4, May 1989, p. 148

This paper presents a quantitative estimation method for errors caused by neglecting the non-sinusoidal steady state. The logical diagram for computing programme is described, the results for two furnaces of the DSP-3 and DSP—20 types being graphically presented. The influence of forcing circuit parameters (resistance, reactance) on the non-sinusoidal steady state are also studied.

DC 621.313.001 : 536.001.12

3—D THERMAL COMPUTATION
DISCRETIZING NETWORK
PROGRAMMEPACKAGE

Ifrim, C. ş.a. : **Digital Programme for Solving 3-D Thermal Problems.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** No. 4, May 1989, p. 150

A digital computing method for thermal problems in 3-D geometrical configurations based on a programme package mplemented on a 8—bit microcomputer is presented.

DC 621.314.02

MEAN FERQUENCV INVERTER
EQUIVALENT CHARGE
MATCHING TRANSFORMER

Molnár, G., Horváth, L. : **On Load Matching Problems with Triple Time-Shared Inverter.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** No. 4, May 1989, p. 153

A computing method predicting the absorbed load of an inductor in a mean frequency time-shared inverter is presented. The necessary requirements in obtaining the imposed power and the load matching method with mean frequency transformer are also described.

DC 621.314 : 538.522.3

TRANSFORMER
MEAN FREQUENCY
INDUCTIVE HEATING

Kelemen, G. : **Transformer Used in the Power Supply of Mean Frequency Static Generators.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** No. 4, May 1989, p. 156

Specific phenomena taeken into account in designing mean frequency transformers, used in adjusting charge static generators are discussed as well as the way of constructive development of a new type of transformer insuaring low-loss inductance.

DC 621.3.029 : 621.396.6

MICROWAVE HEATING
TECHNOLOGICAL PROCESS CONTROL

Miron, D., Niculae, D., Ciucurean, V. : **Microwave Usage in the Heating Process with Industrial Applications.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** No. 4, May 1989, p. 159

Microwave usage as the most advantageous solution for heating process in many industrial fields is discusesed.

DC 621.314.02

STATIC CONVERTER
MEAN FREQUENCY
INDUCTIVE HEATING

Szekely, I., Szentgyörgy, V. : **A View on Parallel Operation on Mean Frequency Bars of Static Converters with Bridge Inverterss.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** No. 4, May 1989, p. 165

The following aspects regarding the development of static converter systems for inductive heating with mean frequency power are presented : oportunitess of the converter system concept, system structure, circulating currents, transient state in converter ignition on mean frequency bars, transient state in load breaking on bars. Evaluation formulas and diagrams for circulating currents and diagrams of the analyzed transient states are also given.

SOMMAIRE

CD 621.365.2/9 : 536.2

ELECTROTHERMIE
TECHNOLOGIES POUR LA GENERATION DE LA CHALEUR

Tănăsescu, Fl. T. : **L'électrothermie et les processus industriels. Abrégé des technologies de génération électrique de la chaleur.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 4, mai 1989, p. 117

L'ouvrage présente un domaine de pointe — l'électrothermie — qui détermine de larges possibilités d'applicabilité et des mutations technologiques intéressantes.

CD 621.365.2 : 621.313.12 : 621.3.017

FOURS ÉLECTRIQUES À ARC
GENERATEURS STATIQUES MOYENNE FREQUENCE
CHAUFFAGE PAR RESISTANCES
CHAUFFAGE PAR PINCEAU D'ÉLECTRONS

Szentgyörgyui, V. : **Contributions au développement d'équipements modernes d'électrothermie.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 4, mai 1989, p. 127

On présente un abrégé des résultats obtenus et des préoccupations majeures de la filiale ICPE-Tg. Mureş dans le domaine du chauffage à arc électrique, par induction, par résistances par pinceau d'électrons.

CD 621.3.083.7 : 621.365.2

L'ÉQUATION DE LA CHALEUR
LA METHODE VARIATIONNELLE

Poloţca, O., Horja, P., Nagy, F. : **Considérations sur l'équation de transmission de la chaleur.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 4, mai 1989, p. 134

On présente un problème aux limites non-linéaire de type mixte, de Dirichlet-Neuman, pour l'équation de la chaleur, ainsi que la résolution de celle-ci par la méthode variationnelle, le problème physique et le modèle mathématique. On fait ensuite la démonstration de l'existence et de l'unicité de la solution, tout en débouchant ainsi sur un problème d'optimisation pour une fonctionnelle non-linéaire.

CD 621.365–529 : 681.31–181.48

FOURS ÉLECTRIQUES À ARC
CONDUITE AUTOMATIQUE
MICRO-ORDINATEUR DE PROCESSUS

Dimény, G., Lefkovits, L. : **Considérations sur la conduite automatique des fours électriques à arc.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 4, mai 1989, p. 140

L'ouvrage présente des considérations sur la conduite dus processus de fusion et d'élaboration de l'acier dans les fours. à arc électrique à l'aide des micro-ordinateurs de processus. Dans l'élaboration des algorithmes, des programmes de surveillance et de conduite, on tient compte des caractéristiques de l'ensemble four-équipement de positionnement des électrodes en vue de la prescription et du maintient des régimes rationnels de fonctionnement.

CD 621.365.2 : 621.3.018.3

REGIME DEFORMANT
FOUR ÉLECTRIQUE À ARC
SIMULATION NUMERIQUE

Balázs, M. : **Sur le régime déformant aux fours électriques à arc.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 4, mai 1989, p. 148

On fait référence à une méthode d'évaluation quantitative des erreurs qui surgissent consécutivement au régime déformant. On présente le schéma logique du programme de calcul, les résultats pour deux fours type DSP-3 et DSP-20 tout en étant présentés sous forme graphique. On étudie l'influence des paramètres du circuit de puissance (résistance, réactance) sur la régime déformant.

CD 621.313.001 : 536.001.12

CALCUL THERMIQUE TRIDIMENSIONNEL
RESEAU DE DISCRETISATION
PAQUET DE PROGRAMMES

Ifrim, C. et al : **Programme numérique de résolution des problèmes thermiques tridimensionnels.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 4, mai 1989, p. 150

On présente une méthode de calcul numérique pour les problèmes thermiques dans des configurations tridimens onnelles à l'aide d'un paquet de programmes avec possibilité d'implémentation sur un micro-ordinateur de 8 bits.

CD 621.314.02

ONDULEUR DE MOYENNE FREQUENCE
CHARGE EQUIVALENTE
TRANSFORMATEURS D'ADAPTATION

Molnár, G., Horváth, L. : **Sur les problèmes d'adaptation de la charge à l'onduleur triple à division temporelle.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 4, mai 1989, p. 153

On expose une méthode de calcul pour la détermination de la puissance absorbée par l'inducteur de l'onduleur de moyenne fréquence du type à division temporelle. On indique les conditions nécessaires pour obtenir la puissance imposée et la méthode d'adaptation de la charge à l'aide d'un tansformateur de moyenne fréquence.

CD 621.314 :538.522.3

TRANSFORMATEUR
MOYENNE FREQUENCE
CHAUFFAGE PAR INDUCTION

Kelemen, G. : **Transformateurs utilisés pour l'alimentation de la charge aux générateurs statiques de moyenne fréquence.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 4, 1989, p. 156

On présente les phénomènes spécifiques dont on doit tenir compte dans la conception des transformateurs de moyenne fréquence, utilisés pour l'adaptation des générateurs statiques à charge et la modalité de réalisation constructive d'un type de transformateur qui assure une inductance de fuite réduite.

CD 621.3.029 : 621.396.6

CHAUFFAGE PAR MICRO-ONDES
CONDUITE DE PROCESSUS TECHNOLOGIQUE

Dumitru, M., Niculae, D., Ciucurean, V. : **L'utilisation des microondes dans le psocessus de chauffage ayant des applications industrielles.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 4, mai 1989, p. 159

On présente l'utilisation des micro-ondes comme la solution la plus avantageuse pour les processus de chauffage dans un bon nombre de domaines industriels.

CD 621.314.02

CONVERTISSEUR STATIQUE
MOYENNE FREQUENCE
CHAUFFAGE PAR INDUCTION

Székely, I., Szentgyörgy, V. : **Considérations sur le fonctionnement en parallèle sur barres de moyenne fréquence des convertisseurs statiques à onduleurs en pont.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 4, mai 1989, p. 165

On présente des aspects concernant la réalisation des systèmes de convertisseurs statiques pour le chauffage par induction à énergie de moyenne fréquence : l'opportunité du concept de système de convertisseurs, la structure du système, les courants de circulation, le régime transitoire à la mise en marche d'un convertisseur sur les barres de moyenne fréquence, le régime transitoire au découplement d'une charge des barres. On fournit des formules, des diagrammes pour l'appreciation des courants de circulation, des diagrammes avec les régimes transito res analisés.

ELECTROTEHNICA,
ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Electrotehnica nr. 4

CZ 621.365.2/9:536.2

ELECTROTERMIE
TEHNOLOGII DE GENERARE A CĂLDURII

Electrotermia şi procesele industriale. Scurtă trecere în revistă a tehnologiilor de generare a căldurii pe cale electrică

FLORIN — TEODOR TĂNĂSESCU* — BUCUREŞTI

1. Probleme generale

Există în industria electrotehnică numeroase procese industriale care necesită căldură: cuptoarele pentru uscarea ceramicii, polimerizarea unor răşini sau lacuri în fabricaţia de cabluri, conductoare sau maşini electrice, tratamentele termice ale unor metale sau aliaje, sinterizarea unor materiale de contact sau magnetice. În unele situaţii, deşi obţinerea căldurii prin arderea combustibililor lichizi sau gazoşi a putut fi posibilă, păstrarea constantă a temperaturii şi necesitatea unor randamente de conversie mai bune, neasigurate întotdeauna la nivelul cerinţelor unui proces tehnologic modern, a impus găsirea altor sisteme de încălzire, dintre care un loc important avînd acela ce generează căldură, utilizînd fenomene cu caracter preponderent electric.

Prin electrotermie, majoritatea specialiştilor înţeleg partea ştiinţei care tratează transformările energiei electrice în căldură, în scopuri utile. Spre exemplu, căldura degajată de un motor electric (pierderile) nu este electrotermie, în schimb căldura degajată de un rezistor este.

O serie largă de fenomene poate produce căldură: efectul Joule, arcul electric şi plasma, inducţia electromagnetică, fasciculul de electroni, laserul, microundele, frecarea şi histerezisul. Practic, orice material, fie el conductor sau dielectric, poate fi încălzit printr-o metodă sau alta.

O serie de elemente tehnice de mare interes: simplitatea măsurii, controlului şi reglajului temperaturii, randamentul de conversie a energiei foarte bun şi posibilitatea de a obţine nivele de temperatură înalte, densitatea de putere ridicată, controlul uşor al temperaturii şi atmosferei de lucru, limitarea poluării, justifică importanţa care se acordă în ultimii ani acestor sisteme, mai ales dacă se ţine seama şi de consumurile energetice, competitive faţă de alte sisteme. Densităţile de putere, asigurate de diferite tehnici de încălzire, pot da, conform celor menţionate în tabelul 1, şi o imagine a tendinţelor ce se anticipă pentru viitor.

Tabelul 1

Densităţile de putere ale procedeelor electrotermice

Tehnologia de încălzire	Densitatea de putere, kW/m²
Indirectă, prin rezistenţă	5 — 60
Dielectrică prin înaltă frecvenţă	30 — 100
Infraroşu	10 — 300
Dielectrică prin hiperfrecvenţe (microunde)	50 — 100
Inducţie	50 — 5.10^4
Conducţie	100 — 1.10^5
Arc	10^3 — 5.10^5
Plasmă	10^3 — 5.10^6
Fasciculul de electroni	10^4 — 10^{16}
Laser	10^5 — 10^{16}

Din acest punct de vedere, o trecere în revistă a procedeelor de obţinere a căldurii — convenţionale sau neconvenţionale — poate fi deosebit de utilă pentru un tehnician, mai ales ţinînd seama că unele tehnici moderne deja s-au abordat în ţară şi lasă să se întrevadă efecte tehnico-economice favorabile, promiţătoare pentru o rapidă implementare.

2. Tehnologii de încălzire

2.1. Încălzirea indirectă prin rezistenţă

Este cel mai vechi şi mai simplu sistem de încălzire, energia electrică transformată în căldură avînd valoarea $Q = RI^2t$, depinzînd de valoarea rezistenţei R, a curentului I ce o parcurge şi t — timpul cît acţionează curentul. Elementele caracteristice ale unui cuptor (fig. 1)

* Dr. ing. *Florin-Teodor Tănăsescu* este director al Institutului de Cercetare Ştiinţifică şi Inginerie Tehnologică pentru Industria Electrotehnică (ICPE) şi profesor asociat la Institutul Politehnic din Bucureşti.

cu rezistență sînt : izolația termică *2*, cuprinsă într-o carcasă *1*, materialul refractar *3*, rezistența de încălzire *4* și sistemul de reglaj, corpul de încălzit *5*.

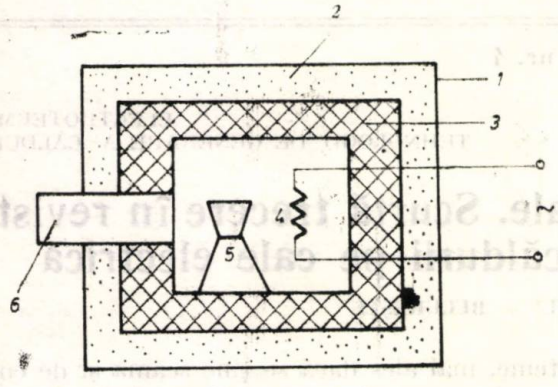


Fig. 1. Încălzirea indirectă prin rezistență.

Transferul de căldură se face de la rezistență la corpul de încălzit, cu o precizie medie a reglajului. Dacă inițial grosimea pereților izolanți era mare (pînă la 60 cm), astăzi s-a ajuns la cărămizi refractare de 28 cm, cu o masă volumică de 0,7 t/m³, progresele cele mai semnificative anticipîndu-se deja prin introducerea fibrelor minerale, grosimea pereților coborînd sub 10 cm.

În privința rezistoarelor, de la temperaturi de lucru de 1 000—1 100°C, s-a ajuns la rezistențe funcționînd stabil la 1 300°C și se scontează a se atinge, într-un viitor apropiat, temperaturi de 1 500—1 800°C.

Chiar dacă se sesizează o dispersie a temperaturilor în diverse zone ale cuptorului și consumuri variabile între 400—1 000 kWh pe tona de material încălzit, există utilizări frecvente și economice în domeniile : topirii și menținerii lichide a Al, Pb, Zn, Bz ; tratamentului termic al metalelor în atmosferă normală ; topirii unor rășini, parafine, compunduri : arderii ceramicii, sticlei și emailului ; uscării vopselelor, lacurilor și stratificatelor electrotehnice.

2.2. Încălzirea directă prin rezistență (conducție)

În această situație, materialul de încălzit este el însuși parcurs de curentul electric, care-l încălzește prin efect Joule (fig. 2). Piesa de încălzit *1* este plasată între doi electrozi *2*, conectați la secundarul unui transformator *3*, care asigură o tensiune mică dar un curent puternic ; se caută ca, pentru a avea o putere maximală, să fie îndeplinită condiția : $R = L\omega$.

Dintre utilizările mai frecvente se pot menționa : topirea sticlei, încălzirea metalelor înainte de turnare, tratamentul termic al metalelor, încălzirea apei, operațiile de brazare, prepararea feroaliajelor, prepararea carburilor de siliciu și de calciu.

Încălzirea prin conducție se aplică materialelor metalice sau nemetalice, dar conductoare de electricitate, pentru piese de geometrie simplă și secțiune constantă, pentru a avea o încălzire omogenă (secțiunile diferite pot prezenta alte supraîncălziri).

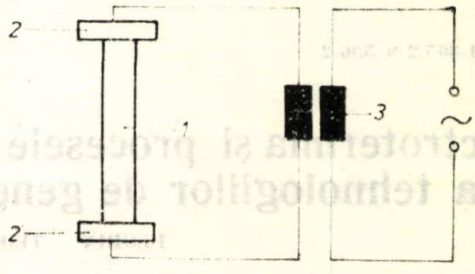


Fig. 2. Încălzirea directă prin rezistență.

Cîteva elemente semnificative trebuie reținute : productivitatea maximă se obține pentru rapoartele $l/d = 8$ (cu l lungimea piesei și d, diametrul secțiunii sale), rezistențele de contact dintre electrozi și piesă să fie perfecte pentru evitarea de supraîncălziri locale, tensiunile de lucru sînt de ordinul a 5—48 V, iar randamentul global al conversiei este de 75—90%.

Obținerea unor temperaturi dorite a impus, în ultimii ani, dezvoltarea unor sisteme de reglaj electronice așa cum apare în figura 3. Sistemul de reglaj *1* acționează asupra tensiunii din primarul transformatorului *2*, funcție de geometria piesei *3* și mărimea puterii absorbite, pentru a avea o încălzire dorită.

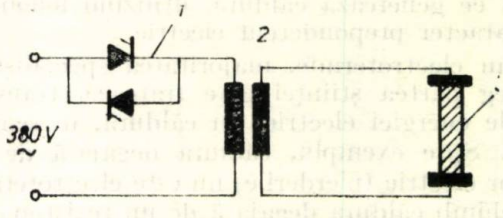


Fig. 3. Sisteme de reglaj electronic.

2.3. Încălzirea prin inducție

2.3.1. Sisteme fără circuit magnetic

În 1831, Faraday descoperă legea electromagnetismului, în particular legea inducției între curenți. Dacă un solenoid *1* (inductorul) este alimentat cu o tensiune alternativă și în interiorul său se dispune un corp conductor *2*, ca în figura 4, fluxul magnetic variabil, după frecvența de alimentare, va crea tensiuni electromotoare induse și, corespunzător, curenți induși 3 (curenți Foucault) care încălzesc corpul conductor.

În cazul încălzirii prin inducție magnetică se sesizează trei fenomene fizice succesive :

— transferul energiei de la bobină la corpul de încălzit pe cale electromagnetică ;

— transformarea energiei electrice în căldură, prin efect Joule, în corpul de încălzit;
— transmisia căldurii în masa corpului, prin conducţie termică.

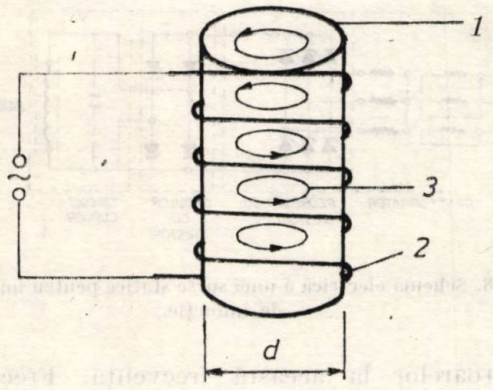


Fig. 4. Încălzirea prin inducţie.

Curenţii induşi în piesă au tendinţa de a se localiza spre suprafaţă — efect pelicular — iregularitate în distribuţie ce depinde de: rezistivitatea ρ a corpului conductor, permeabilitatea sa magnetică μ_r, frecvenţa f a curentului, μ_0 permeabilitatea absolută a vidului $4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$.

Adîncimea de pătrundere p, este dată de relaţia:

$$p = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot \mu_r}}.$$

Se observă că se poate regla adîncimea de pătrundere, acţionînd, în principal, asupra frecvenţei de alimentare; pentru diametre de dimensiuni mari ale piesei, se pot utiliza frecvenţe relativ joase, în timp ce pentru piese de dimensiuni mici, frecvenţe înalte.

Adîncimea de pătrundere p, pentru diverse frecvenţe şi materiale, este dată în tabelul 2.

Tabelul 2

Adîncimea de pătrundere, p

Material	OL 20°C	OL 800°C	Cu 20°C	Cu 800°C	Al 20°C	Al 500°C	grafit
Hz	p, mm						
5.10	5,03	67,2	9,35	19,4	11,9	19,4	201
10^2	3,56	47,5	6,61	13,4	8,4	13,4	142
10^3	1,12	14,6	2,09	4,26	2,66	4,26	45
10^4	0,356	4,75	0,66	1,34	0,84	1,34	14,2
10^5	0,112	1,46	0,21	0,426	0,266	0,426	4,5
10^6	0,035	0,475	0,066	0,134	0,084	0,134	1,42
10^7	0,011	0,146	0,021	0,043	0,0266	0,043	0,45

2.3.2. Sisteme cu circuit feromagnetic

Sistemul este similar cu un transformator, al cărui miez magnetic *1* are o înfăşurare primară *3*, iar secundarul *2* este constituit dintr-o singură spiră, constituită din însuşi corpul încălzit conţinut în creuzet (fig. 5). Din punctul de vedere al frecvenţei de alimentare, se poate utiliza frecvenţa industrială (50 Hz) sau frecvenţe medii sau înalte.

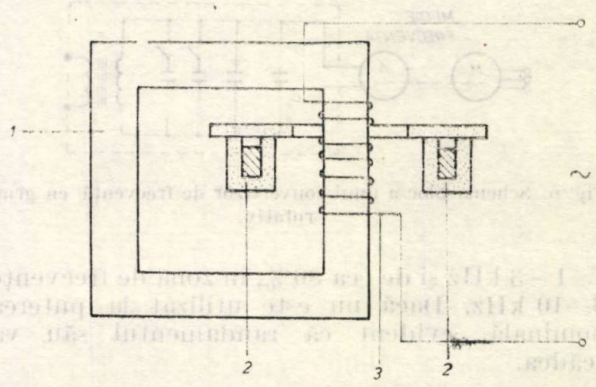


Fig. 5. Încălzirea prin inducţie, cu circuit feromagnetic.

Largi utilizări capătă, în special, utilajele din ultimele două grupe:

Solenoidul, care înconjoară creuzetul izolat refractar, sau piesa ce urmează a fi încălzită, se mai numeşte şi „aplicator" sau „inductor"; forma sa se optimizează după piesa de încălzit.

Dintre aplicaţiile mai importante ale procedeului se menţionează:

— topirea unor oţeluri speciale (nichel, metale preţioase cu posibilitate de turnare în vid);
— tratamente termice;
— brazare şi sudare, degazare de metale.

Cu cît frecvenţa este mai mare, cu atît efectul pelicular este mai ridicat, iar fenomenele de inducţie mai rapide decît la frecvenţa industrială, de altfel ca şi încălzirile:

— pentru frecvenţe de ordinul miilor de Hz se utilizează alternatoare;
— pentru frecvenţe de pînă la 10 kHz se folosesc, de regulă, convertizoare cu tiristoare;
— pentru frecvenţa de ordinul a 10 kHz — 20 MHz, generatoare cu tuburi electronice speciale.

2.3.3. Convertizoare de medie frecvenţă cu grup rotativ

Se utilizează ca surse de medie frecvenţă, în gama 500—10 000 Hz. În general, un motor asincron trifazat M alimentează un alternator A, care furnizează curentul la frecvenţa dorită. Tensiunile date de alternator fiind ridicate, pentru „acordarea" acestora cu nevoile procesului tehnologic, se utilizează un transformator de adaptare T. O baterie de condensatoare C este prevăzută, în circuit, cu posibilităţi de conectare manuală sau automată, pentru a asigura rezonanţa $LC\omega^2 = 1$.

În figura 6 este prezentată schema unui convertizor rotativ de medie frecvență, care. în comparație cu sistemele statice, prezintă dimensiuni de gabarit mai mari și este zgomotos. Randamentele sînt de ordinul a 75% pentru

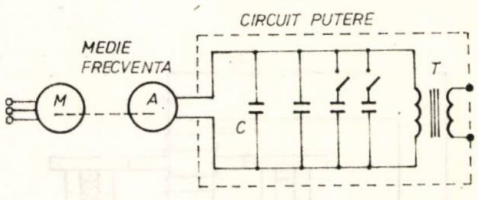


Fig. 6. Schema-bloc a unui convertizor de frecvență cu grup rotativ.

f=1—3 kHz și de cca 80%, în zona de frecvențe 3—10 kHz. Dacă nu este utilizat la puterea nominală, evident că randamentul său va scădea.

2.3.4. Convertizoare statice de medie frecvență cu tiristoare

Replică a celor prezentate anterior, reprezentînd o soluție modernă cu mari avantaje tehnico-economice, ele cîștigă tot mai mult teren în aplicații deosebit de variate.

În figura 7 se prezintă schema unui convertizor de acest tip, cu tiristoare. Generatoarele cu tiristoare sau tuburi se realizează conform schemei din figura 7, alcătuită dintr-un transformator de adaptare, convertizorul de frecvență cu tiristoare sau tuburi (după frecvența și puterea impusă de proces), o baterie de condensatoare pentru compensarea factorului de putere și inductorul 4 alcătuit dintr-una sau mai multe spire dispuse în jurul piesei ce trebuie încălzită.

Schema electrică a unei surse statice ce alimentează un cuptor de inducție este dată în figura 8.

Un transformator alimentează un redresor cu tiristoare montate în punte Graetz și care redresează tensiunea trifazată de 50 Hz a rețelei. Un ondulor este comutat la o frecvență dorită pe circuitul inductorului dispus în jurul piesei de încălzit sau a cuptorului. Puterile maxime ce se pot obține sînt de ordinul a 2 000 kW, dar nu depășesc, de regulă, frecvența de 10 kHz.

Circuitul de sarcină, format din inductor și bateria de condensatoare, oscilează la frecvența sa de rezonanță, ondulorul funcționînd automat la aceste frecvențe dacă se prevede „deschiderea"

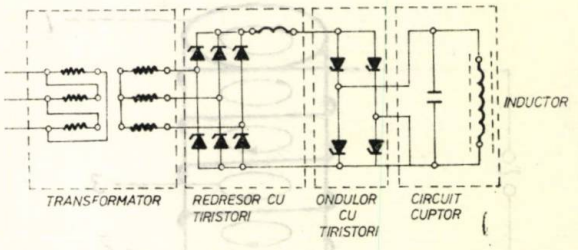


Fig. 8. Schema electrică a unei surse statice pentru un cuptor de inducție.

tiristoarelor la această frecvență. Frecvența de funcționare este deci variabilă și poate fi reglată într-o anumită zonă de frecvență.

Puterea este reglabilă în sarcină, acționînd asupra tensiunii redresate, adică asupra unghiului de deschidere a tiristoarelor ce alcătuiesc redresorul. Puterea dată de ondulor depinde de frecvență. Dacă aceasta este mai mică decît cea nominală, ondulorul nu furnizează întreaga putere; dacă este mai mare, poate rămîne blocat.

Informații recente arată existența unor onduloare care pot funcționa la puterea nominală, pentru 2—3 plaje de frecvență. Puterile maxime atinse astăzi de generatoare de acest tip sînt de ordinul a 2 000 kW (3 000—500 Hz), dar pot

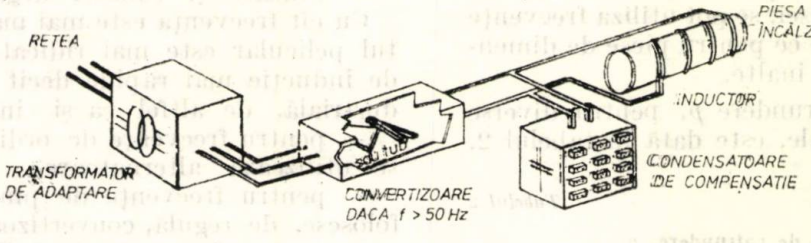


Fig. 7. Convertizoare statice de medie frecvență cu tiristoare.

fi realizate puteri mai mari, prin grupări în paralel. Randamentul este ridicat, 90% pentru f = 3—10 kHz, 95% pentru f = 500—3 000 Hz. În gol, puterea absorbită este de cca 2% din P_N, iar pornirea se face practic instantaneu.

2.3.5. Generatoare de înaltă frecvență cu tuburi

Pentru frecvențe mai ridicate, de ordinul a sute de kHz pînă la 2—10 MHz, se utilizează generatoare cu tuburi electronice.

Schema de bază, dată în figura 9, cuprinde:

— redresorul ce trebuie să asigure puterea cerută de proces la o tensiune de 5—15 kV, funcție de tipul triodei oscilatoare;

— un etaj oscilator care cuprinde circuitul oscilant cu una sau mai multe triode;

— transformatorul de adaptare cu circuitul de sarcină;
— inductorul.

Redresorul este realizat astăzi cu elemente statice (diode sau tiristoare); tensiunea (reglabilă) furnizată oscilatorului asigură întreţinerea oscilaţiilor în circuitul inductor — condensatori asociaţi.

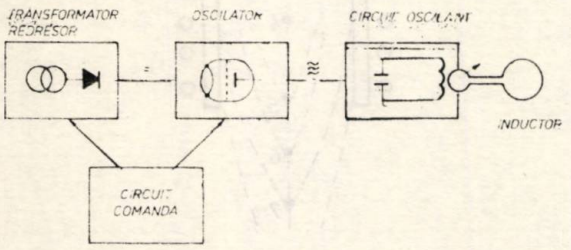


Fig. 9. Schema unui generator de înaltă frecvenţă cu tuburi.

Inductorul, funcţionînd adesea la tensiuni mai scăzute decît cea a tubului, se utilizează transformatoare de adaptare.

Puterea în schemă este reglabilă, acţionînd asupra tensiunii redresate cu ajutorul unui variator de tensiune. Circuitul de înaltă frecvenţă este autooscilant, funcţionînd indiferent de frecvenţă $\left(f = \frac{1}{2}\sqrt{LC}\right)$. Pentru a atinge puterea nominală se ajustează inductorul sau condensatoarele.

Randamentul este de ordinul 70—90%, pentru $f = 10—100$ kHz şi 55—70% pentru frecvenţe ridicate. Pornirea este rapidă, de ordinul a 2—3 minute; puterea absorbită în gol: 3%. Se întîlnesc în literatură date, privind existenţa unor generatoare de puteri între 1—1 200 kW.

2.4. Încălzirea prin arc

Arcul electric, într-un mediu gazos la presiune normală sau la presiune redusă, este o sursă de căldură puternică, temperatura arcului ajungînd în centrul său la circa 18 000°C; modul de transmisie a căldurii într-un cuptor cu arc este foarte diferit, influenţat atît de construcţia cuptorului, cît şi de tehnologia utilizată. Două tipuri mai reprezentative se întîlnesc: cu arc indirect şi cu arc direct.

Cuptoare cu arc indirect. Arcul se produce între electrozii *1*, separaţi de materialul de încălzit *2*, încălzirea avînd loc prin radiaţie şi convecţie (fig. 10).

Cuptoare cu arc direct. Materialul de încălzit *2* este în acelaşi timp şi electrod, încălzindu-se prin arc, efect Joule, arc, format între electrozii *1* şi materialul de topit *2*, ca în figura 11.

Dintre problemele mai dificile pe care le ridică aceste construcţii, se pot menţiona următoarele:

— instabilitate, atunci cînd sînt alimentate direct prin reţea de c.c., sau c.a., fără a avea în serie un element stabilizator (rezistenţă sau inductanţă). Cuptorul cu arc trebuie racordat la o reţea electrică avînd puterea de scurtcircuit mai mare decît cea de scurtcircuit a cuptorului, pentru a evita apariţia „flikerului" (variaţii de tensiune); de asemenea, se impune compensarea statică a energiei reactive cu baterii de condensatoare.

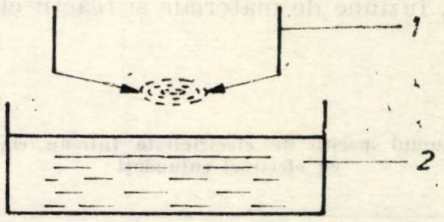


Fig. 10. Cuptoare cu arc indirect.

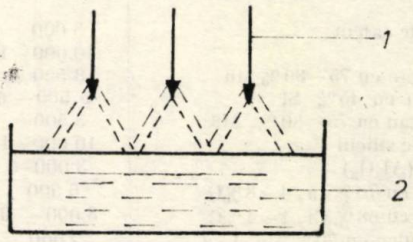


Fig. 11. Cuptoare cu arc direct.

Cuptoarele de acest gen se realizează la mari capacităţi (10—20 t) şi sînt destinate, în special, pentru obţinerea unor oţeluri speciale de înaltă calitate.

Randamentele obţinute depind în cea mai mare măsură de comanda electrozilor, schemele de acţionare jucînd un rol important în optimizarea regimurilor de funcţionare. La ICPE — Filiala Tg. Mureş s-a realizat un sistem de comandă optimizată a avansului electrozilor cu un convertizor de frecvenţă care a permis ca energia consumată pe o tonă de oţel să scadă de la 750 kWh/t la circa 500 kWh/t, rezultat cu totul deosebit datorită economiilor de energie pe care le generează.

Preocuparea pentru reducerea consumurilor printr-un reglaj adecvat se impune ca o acută necesitate, dat fiind energiile necesare mari, impuse de procesele de topire a unor materiale, aşa cum rezultă şi din tabelul 3.

2.5. Încălzirea prin plasmă

Un gaz neutru în stare normală, supus la o temperatură ridicată sau la un cîmp electric intens, se ionizează apărînd ioni pozitivi (molecule ce şi-au pierdut electronii) şi electroni negativi. Un gaz ionizat poartă denumirea de plasmă. Această plasmă de înaltă temperatură îşi găseşte utilizarea în cîteva aplicaţii. Dacă

primele studii asupra plasmei sînt menţionate la nivelul anilor 1920—1925, dezvoltări industriale la o scară reprezentativă nu apar decît la nivelul anilor 1960 odată cu dezvoltarea unor echipamente de tăiere, acoperire prin proiecţie, sudare, fuziune de materiale şi reacţii chimice.

Tabelul 3

Consumul specific de electricitate într-un cuptor cu electrozi cufundaţi

Produs	Consumul specific, kWh/t
Carbură de calciu	3 000
Fosfor	10 000—15 000
Feromangan cu 75—80 % Mn	3 500 4 000
Ferosiliciu cu 45 % Si	5 500— 6 000
Feromangan cu 75—80 % Mg	3 500— 4 000
Carbură de siliciu	10 000—12 000
Corindon (Al_2O_3)	3 000— 4 000
Ferocrom cu 70 % Cr, 4—8 %C	6 500
Ferocrom cu 68 % Cr, 1—4 %C	8 000— 9 000
Feromolibden cu 70 % Mo, 1 %C	7 000
Ferotungsten cu 80 % W, 1 %C	8 000

În figura 12 este prezentat un generator cu plasmă de arc. Dacă un gaz neutru *1* (fig. 12)

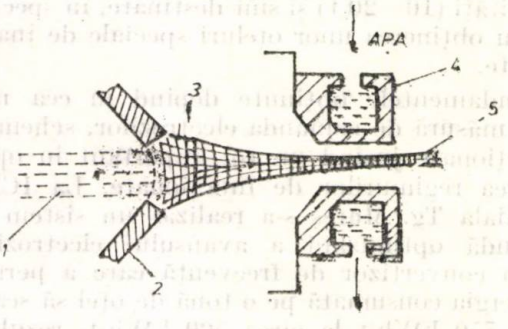


Fig. 12. Generator cu plasmă arc.

este trecut printr-o zonă de arc electric *3*, stabilit între electrozii *2* şi de aici printr-o duză *1*, răcită cu apă, se formează un jet de plasmă *5* de foarte înaltă temperatură (datorită ciocnirii ionilor arcului ionizat cu moleculele de gaz). Ionizarea gazului se poate realiza şi prin trecerea acestuia printr-un tub izolant de cuarţ *1*, plasat într-un solenoid parcurs de un circuit *2* de înaltă frecvenţă (5—60 MHz), ca în figura 13. Temperaturile obţinute în diverse zone

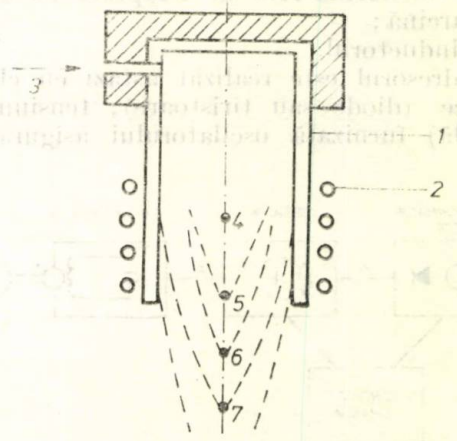


Fig. 13. Ionizarea unui gaz într-un cîmp de înaltă frecvenţă.

ating valori ridicate, cuprinse între 12 000—20 000°K şi pot fi utilizate în diverse procese de încălzire.

2.6. Încălzirea prin bombardament (fascicul) de electroni

Ideea utilizării fasciculelor de electroni în scopuri termice apare la începutul anilor 1900, odată cu cercetările lui von Pirani. Steigerwald la nivelul anilor 1935—1940 realizează primul echipament de găurire, pentru ca după război, în anii 1955—1960 să apară primele instalaţii de sudare, încălzire în fascicul de electroni, în paralel cu dezvoltarea tehnicii vidului, care au accelerat acest transfer tehnologic.

Deşi electronii au o masă redusă ($0.9 \cdot 10^{-30}$ kgf), vitezele relativiste, atinse la deplasarea în cîmp, fac ca energia $W = mv^2/2$ să fie ridicată încît să dezvolte, la impactul cu o suprafaţă, energii termice ridicate.

Fasciculul de electroni este focalizat pe cale electrostatică şi electromagnetică, pe suprafeţe restrînse, de unde şi energiile mari ce se localizează :

topiri	$.10^3—10^4$	W/cm²;
sudură	$.10^6—10^8$	W/cm²;
evaporare	$.10^4—10^5$	W/cm²;
uzinări	$.10^7—10^9$	W/cm².

Cuptoarele de topit, utilizînd fasciculul de electroni, constituie una din direcţiile de cea mai mare importanţă în etapa actuală, întrucît permit realizarea unor topiri de mare fineţe, asigurarea unor aliaje speciale, specifice industriei electrotehnice şi electronice, îmbunătăţirea sau elaborarea unor noi tipuri de oţeluri superi-

oare sau superaliaje, permiţînd o eliminare a impurităţilor şi asigurarea unor recepturi foarte exacte.

Mai mult, în cazul evaporării unor metale prin vaporizare (cazul Cr, spre exemplu), se poate realiza şi o compensare a pierderilor, o omogenitate a granulaţiei în lungul blocului sau în secţiunea sa, o epurare a aliajelor realizate în alte cuptoare deschise sau în vid. În figura 14 se prezintă schema de principiu a unui cuptor de topire, utilizînd două tunuri de electroni, acţionînd în două etape de topire a materialului (grosier şi fin). Indiscutabil că se pot realiza variante diferite cu unul sau mai multe tunuri de electroni atît pentru o încălzire în masa metalului, cît şi pentru asigurarea unor secvenţe ale procesului tehnologic.

Radiaţia ionizantă poate fi utilizată în egală măsură pentru producerea căldurii şi energiei necesare pentru polimerizarea unor lacuri şi vopsele, ca şi pentru uscarea unor substanţe. Ultimii ani evidenţiază pe plan mondial dezvoltarea într-un ritm ascendent a unor echipamente destinate acestor aplicaţii.

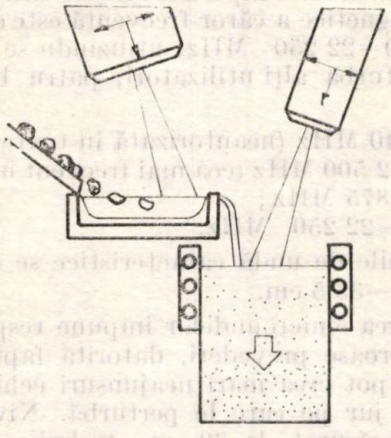


Fig. 14. Schema de principiu a unui cuptor de topire cu tun de electroni.

2.7. Încălziri utilizînd fasciculul laser

Utilizarea laserului pentru încălziri este de dată mai recentă, după anii 1960. Proprietăţile luminii laser: monocromaticitate, concentrare, posibilităţi de baleiere, fac din acest sistem o unealtă deosebit de precisă în diverse aplicaţii tehnologice, inclusiv în operaţiile de topire.

Dezvoltarea unor construcţii variate de laseri (continui sau în pulsuri), solizi, cu semiconductoare, cu excimeri, cu raze X, lasă să se întrevadă aplicaţii deosebite atît pentru microtopiri (industria electronică şi a componentelor), cît şi pentru macrotopiri (aliaje şi compoziţii de mare puritate).

Mari perspective se deschid odată cu declanşarea fuziunii prin lasere de mare energie şi crearea unor plasme de înalte temperaturi. Deşi randamentele de conversie obţinute pînă acum sînt relativ mici 1—10%, există premize certe de creştere a numărului de aplicaţii în următorii ani.

2.8. Încălziri prin histerezis dielectric

Multe procese industriale au nevoie de căldură, dar anumite materiale, în special cele izolante, cer alte surse decît cele convenţionale. Cîmpurile electromagnetice de înaltă frecvenţă, aplicate acestor materiale izolante, creează în masa acestora, prin rapida reversare a polarizării moleculelor, frecări şi, prin aceasta, o încălzire uniformă. Sistemul dielectric, cuprins între două armături, joacă rolul unui condensator. Dacă dielectricul este perfect, curentul şi tensiunea sînt în cuadratură, $\cos\varphi = 0$, ca în figura 15 a; dacă dielectricul are pierderi, va exista un decalaj şi va apare o componentă activă $P = U\ I \cos\varphi$, care se manifestă sub formă de căldură în însăşi masa dielectricului (fig. 15b). Aplicaţiile cele mai răspîndite sînt în industria alimentară şi pasteurizarea laptelui, sterilizarea pastelor şi conservelor, deshidratarea fructelor, dar şi în alte industrii, pentru uscarea materialelor electroizolante sau textilelor, prelucrarea unor mase plastice.

Pentru orice material există o frecvenţă optimă ce asigură încălzirea dorită. Funcţie de frecvenţă vom întîlni echipamente funcţionînd cu unde de radiofrecvenţă ($f < 300$ MHz) sau cu microunde, în benzile de frecvenţă (896 MHz — 22 250 MHz), deosebindu-se constructiv prin tipul generatorului ce va converti energia

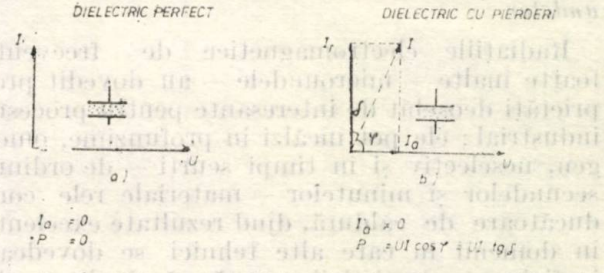


Fig. 15. Încălzirea prin histerezis electric: a — dielectric perfect; b — dielectric cu pierderi.

de frecvenţă de 50 Hz, la cea impusă de proces, la frecvenţe înalte. La primele construcţii, convertorul va fi trioda, în timp ce la cele cu microunde magnetronul sau klystronul.

Sistem de încălzire cu generator de radiofrecvenţă de tip capacitiv

Circuitul de ieşire al generatorului de radiofrecvenţă *3* este constituit dintr-un condensator *1* între ale cărui plăci este dispus materialul de încălzit *2*, cu rol de sarcină (fig. 16).

Orice schimbare a caracteristicilor electrice ale materialului datorită încălzirii, va schimba capacitatea sarcinii şi de aici regimul de lucru al generatorului. Aceasta este o deosebire esenţială faţă de sistemele cu microunde, la care

materialul nu face parte integrantă din schemă și o schimbare a stării probei nu va produce o schimbare la ieșirea generatorului.

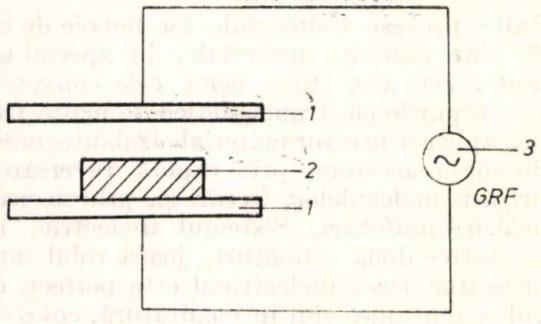


Fig. 16. Circuitul de ieșire al unui generator de radiofrecvență.

Echipamentele de radiofrecvență (RF) și-au găsit largi aplicații în sudura plasticelor, uscarea plăcilor de lemn, preîncălzirea maselor plastice, uscarea unor materiale ce conțin apă. Uneori, echipamentelor de RF li se asociază utilaje specializate; piese cu care alcătuiesc linii specializate (pentru panel de lemn, mobilă, industria cauciucului, furnir etc.).

Productivitatea pe care o oferă aceste echipamente este ridicată. Spre exemplu, la uscarea unor textile se realizează prin acest procedeu timpi de 40 minute, față de zece ore la utilizarea aburului, iar în industria cauciucului timpii de vulcanizare se reduc cu circa 60%

2.9. Tehnologii bazate pe aplicarea microundelor

Radiațiile electromagnetice de frecvențe foarte înalte — microundele — au dovedit proprietăți deosebit de interesante pentru procesul industrial; ele pot încălzi în profunzime, omogen, neselectiv și în timpi scurți — de ordinul secundelor și minutelor — materiale rele conducătoare de căldură, dînd rezultate excelente în domenii în care alte tehnici se dovedeau ineficiente. Statisticile arată că în lume, la nivelul anilor 1986, existau cîteva milioane de cuptoare de bucătărie. Faptul că nu a existat o aceeași „explozie" și în cazul echipamentelor industriale se explică, de unii autori, prin legătura slabă dintre producătorul de echipament și utilizator, de multe ori lipsit de cunoștințele tehnice necesare și posibilitatea de a sesiza ceva nou într-un proces (în agricultură, alimentație, alte sectoare industriale). Care au fost însă etapele parcurse în dezvoltarea acestui domeniu?

În anul 1873, James Maxwell fundamentează teoria electromagnetică, pentru ca în anul 1888, H. Hertz, bazîndu-se pe teoria electromagnetismului, fundamentată de Maxwell, să explice „scînteile" ce apar între mase metalice neracordate la surse de energie, prin existența unor unde electrice, să pună bazele cunoașterii undelor decimetrice (microunde), cărora le descoperă proprietățile de propagare rectilinie și de reflexie în oglinzi metalice. Hülfsmayer depune în 1904 primul brevet referitor la radar, A. V. Hall în 1918 magnetronul, iar în 1938 frații Varian creează o nouă sursă de microunde, klystronul.

Din acest moment — chiar dacă multe din aceste idei se vor aplica mult mai tîrziu, datorită nepregătirii tehnologice a societății de a le prelua — încep să apară posibile soluții pentru utilizarea microundelor: pentru radar, balize de radionavigație, fascicule herziene, telecomunicații, televiziune.

După 1945, dr. Percy Spencer, creatorul cuptoarelor cu microunde — care lucra la perfecționarea radarului — are ideea să folosească magnetronul pentru fierberea alimentelor; 25 de ani au trebuit însă pînă în momentul în care noua tehnologie să cunoască adevăratul succes de piață.

2.9.1. Date despre microunde

Microundele sau hiperfrecvențele sînt radiații electromagnetice a căror frecvență este cuprinsă între 890—22 250 MHz, utilizîndu-se pentru a nu perturba alți utilizatori, patru benzi, și anume:

890—940 MHz (neautorizată în toate țările);
2 400—2 500 MHz (cea mai frecvent utilizată)
515—5 875 MHz;
22 000—22 250 MHz.

Lungimile de undă caracteristice se situează între 1,35—33,5 cm.

Utilizarea microundelor impune respectarea unor riguroase prevederi, datorită faptului că radiațiile pot crea mari neajunsuri echipamentelor din jur pe care le perturbă. Nivelul de radiații măsurat la 30 m, trebuie să fie:
<50 μV/m pentru frecvențe <30 MHz;
<30 μV/m pentru frecvențe >30 MHz.

Aceasta impune ca la amplasarea unui echipament cu microunde să se acorde o atenție deosebită măsurării nivelului de radiații și încadrării în limitele prescrise, ca și ecranării corespunzătoare a incintelor.

Avantajul cel mai important pe care-l prezintă însă microundele este acela al capacității lor de a încălzi un material conținînd umiditate în toată masa lui, în timpi incredibil de reduși.

În cazul încălzirii unui material printr-o tehnologie convențională, căldura se transmite din moleculă în moleculă pînă în interior, sesizîndu-se însă diferențe de temperaturi relativ importante între straturile exterioare și cele din interior, de ordinul a 50—70%, de unde posibilitatea de distrugere a materialului.

Cu totul alta este situația în cazul încălzirii prin microunde, care vor trece printr-un pro-

dus, precum trece lumina prin sticle colorate, la fel de repede și ușor și încălzește toate produsele ce conțin apă, aproape simultan.

Această încălzire se explică prin frecarea moleculelor între ele, datorită frecvențelor foarte mari pe care le prezintă microundele, o încălzire caracterizată prin omogenitate, ca și cum s-ar propaga din interior, fără să se manifeste încălzirile exagerate ale straturilor exterioare, lucru sesizat la celelalte sisteme de încălzire. Căldura generată prin microunde va depinde de conținutul de apă al materialului, odată cu eliminarea umidității procesul de generare urmînd a înceta. Mai trebuie menționat că această încălzire, din interior spre exterior, elimină umiditatea prin straturile exterioare, acestea păstrînd o temperatură acceptabilă datorită vaporizării; trebuie însă acordată atenție momentului în care umiditatea fiind eliminată, procesul trebuie oprit pentru a nu se produce arderea produsului.

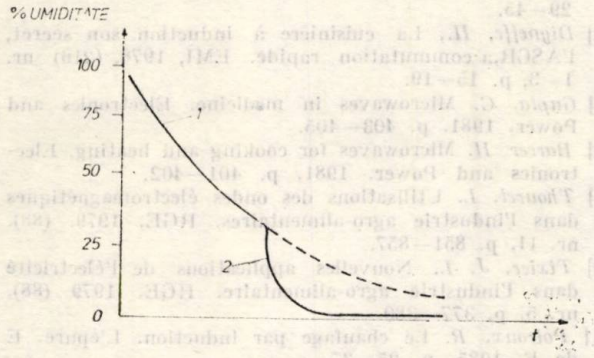


Fig. 17. Sistem de încălzire hibrid: convențional și cu microunde.

În general, într-un proces de încălzire se recomandă, cuplarea microundelor cu o încălzire clasică *1*, care să evapore economic 70—80% din umiditate, rămînind doar ca restul să fie eliminat prin aplicarea microundelor *2*, așa cum se arată în figura 17. Numeroase aplicații se prevăd în sectorul agroindustrial, industria ușoară, în chimie, industria lemnului, pentru operații de uscare. În medicină se prevede tratamentul (distrugerea) tumorilor.

3. Contribuții ale ICPE la dezvoltarea electrotermiei

Încă din anul 1950 academicianul Aurel Avramescu aborda în ICPE o serie de tematici de acest gen atît în construcția de echipamente, cît și în problemele de fond ale studiului propagării căldurii în cupru și aluminiu. Se poate afirma că cercetările sale în domeniul încălzirii adiabatice a acestor metale (începute la Dresda, unde și-a susținut doctoratul și continuate la ICPE) au condus la rezultate și abace de calcul, care și astăzi sînt de referință, fundamentale în studiul încălzirii în căi de curent, sau în contacte.

O altă serie de lucrări au fost dezvoltate în decursul anilor în domeniul conceperii unor produse electrocalorice, ca și în calculul unor rezistoare destinate unor echipamente de încălzire.

Începînd cu anul 1975 în ICPE se consolidează un nou domeniu, acela al generatoarelor electronice de înaltă frecvență, fiind realizate variantele de 1 kW, 5, 10 și 20 kW tip inductiv, la frecvențe de ordinul MHz. Peste 135 de echipamente din această familie se găsesc aplicate în industrie, realizîndu-se operații de încălzire, brazări, tratamente termice. În prezent se realizează o nouă variantă de generator de înaltă frecvență, de 30 kW, destinat echipamentelor de tragere zonală a siliciului în industria de componente.

Într-un alt domeniu, acela al uscării unor lacuri depuse pe panouri de mobilă prin acțiunea unor radiații puternic ionizante, ICPE a dezvoltat, după cercetările echipei conduse de dr. ing. R. Cramariuc, construcția unor generatoare tip Wan der Graaff, capabile de a furniza energia necesară pentru procese de reticulare, de accelerare a proceselor de uscare. Au fost realizate generatoare de 2 MeV, de 1 MeV, și pentru un pilot destinat uscării panourilor de mobilă, de 600 keV, echipamente cu un înalt grad de originalitate, care au permis dezvoltarea unor cercetări de vîrf în acest domeniu.

După anul 1980, în cercetările institutului apar preocupări pentru dezvoltarea unor echipamente bazate pe aplicații ale microundelor în procese de încălzire industrială. Au fost realizate prototipurile pentru studiul uscării unor alimente, produse ale industriei ușoare, punîndu-se la punct tehnicile necesare pentru realizarea unor echipamente pilot. În fază înaintată se găsește punerea în funcțiune în industrie a unor cuptoare pentru uscarea „miezurilor" și „formelor" în turnătorii, pentru decongelarea cărnii sau unor alimente. Sfera de aplicații va crește în următorii ani, prin dezvoltarea unor construcții în gama de 2—15 kW.

Sesizînd importanța domeniului și a implicațiilor pe care le poate genera electrotermia în economia de energie, ICPE a înființat la Tg. Mureș o filială a sa, activînd în totalitate în problemele de realizare a unor echipamente electrotermice sau de reglaj al proceselor de încălzire. Înființată în anul 1983 sub conducerea dr. ing. V. Szentgyörgyi, recunoscut specialist în domeniu, filiala, prin colectivul său, a dezvoltat o valoroasă serie de cercetări abordînd:

- încălzirea cu arc electric;
- încălzirea prin inducție de medie frecvență;
- încălzirea prin rezistență;
- încălzirea cu fascicul de electroni.

Unele din acestea se vor găsi tratate în articolele cuprinse în acest număr al revistei, ca și în cel ce va urma.

În domeniul încălzirii cu arc electric a fost dezvoltat, în anii 1983—1985, un sistem de poziționare a electrozilor la cuptoarele cu acționare electromecanică cu capacități de 0,5—6 t. Produse în serie de Intreprinderea Electrotehnica sub denumirea de SPE, ele au condus la o reducere substanțială a consumului de energie specifică cu cca 100—150 kWh pe tona de oțel topit, la o reducere a consumului de electrozi cu 10—15% și o creștere a productivității muncii cu 10—20% prin reducerea timpului de topire. Intrate în dotarea a mai mult de 30 unități industriale, din rîndul cărora menționăm Intreprinderea „23 August" București, „Vulcan", I. Utilaj Petrolier — Tîrgoviște, I.U.G. „Progresul" — Brăila, ele au condus la o substanțială îmbunătățire a proceselor tehnologice.

Încălzirea prin inducție de medie frecvență, constituie cel de al doilea domeniu care, prin seriile de generatoare statice de 50—800 kW în banda de frecvență 500—2 500 Hz și de 35—350 kW la frecvențele de 6—10 kHz, a condus la o esențială modernizare a sectoarelor calde, în cadrul cărora s-au integrat cu rezultate tehnico-economice deosebite.

Peste 100 generatoare statice de frecvență au fost dezvoltate în ultimii ani, beneficiarii fiind unități puternice ale economiei noastre precum: Intreprinderea de Țevi — Slatina și „Republica" din București, Intreprinderea Mecanică — Oradea, I. „Rulmentul" Brașov ș.a.

Avantajele pe care le prezintă, în comparație cu generatoarele rotative, le recomandă ca soluții sigure de înlocuire, mai ales că oferă randamente globale mai bune, reducerea duratei de încălzire a unor șarje de oțel în timpi spectaculoși, de la 70—90 minute cît este la un cuptor cu gaz (7 minute), pierderi de mers în gol reduse cu 20%, cheltuieli de întreținere mai reduse.

Cercetări valoroase se dezvoltă în prezent în domeniul realizării unor regulatoare de temperatură pentru sistemele de încălzire prin rezistență și ale încălzirii cu fascicul de electroni, anul 1989 urmînd să consemneze o altă serie de aplicații industriale.

* * *

Într-un domeniu de vîrf, care anticipă largi deschideri tehnologice, ICPE a abordat o serie de teme finalizate prin echipamente care, implementate industrial, au condus la reale mutații tehnologice. Este motivul pentru care am apreciat necesar ca două numere speciale ale revistei Electrotehnica să fie afectate „Electrotermiei", prezentării unor informații utile pentru specialiști, generalizării largi a unor rezultate valoroase. Sperăm că actualul număr al revistei, ca și cel viitor vor suscita interes din partea cititorului, sugerîndu-i soluții sau invitîndu-l să comunice pe cele de care dispune.

Bibliografie

[1] *Schiffmann, R. F.* Le chauffage micro-ondes, dans l'industrie aux Etate-Unies. RGE, 1981, nr. 11, p. 802—804.

[2] *Catier, E.* Les micro-ondes industrielles. Electronique industrielle, 1981, nr. 22, p. 121—124.

[3] *Poitevin, J. P.*, Pérturbations radioélectriques produits par les appareils industriels, scientifique et médicaux. RGE, 1981, nr. 11, p. 805—809.

[4] *Conrad, H., Krampitz, R.* Electrotechnologie. Verlag Technik, Berlin, 1983.

[5] *Orfewil, M.* L'essor de l'électricité passe par l'innovation technologique. L'épure, E de F, 1984, p. 29—45.

[6] *Digneffe, H.*, La cuisinière à induction son secret, l'ASCR,a commutation rapide. EMI, 1976, (216) nr. 1—3, p. 15—19.

[7] *Gupta, C.* Microwaves in medicine. Electronics and Power, 1981, p. 403—405.

[8] *Barrer H.* Microwaves for cooking and heating. Electronics and Power, 1981, p. 401—402.

[9] *Thourel, L.* Utilisations des ondes électromagnétiques dans l'industrie agro-alimentaires. RGE, 1979, (88), nr. 11, p. 851—857.

[10] *Tixier, J. L.* Nouvelles applications de l'électricité dans l'industrie agro-alimentaire. RGE, 1979 (88), nr. 5, p. 377—380.

[11] *Poiroux, R.* Le chaufage par induction. L'épure, E de F, 1985, p. 25—37.

[12] *Hulis, P.* Dielectric heat gets to the parts other forms, of heat cannot reach. Electrical Rev. 1981, vol. 209, nr. 13 p. 28—30.

[13] *Lefuvre, S.* Propriétés caracteristiques du chauffage microondes. RGE, 1981 nr. 11 p. 793—801.

[14] * * * Saving energy with infra-red. Product Finishing, 1984 p, 23—39.

[15] *Joliou M.* Applications industrielles des micro-ondes. RGE,1981 (81), nr. 11, p. 840—845.

[16] *Chabert, J. Viallier, P.* Séchage par micro-ondes des mèches et fils encollés sans torsion dans l'industrie textile. RGE, 1981, (81), nr. 11, p. 823—825.

[17] *Berteaud A.* ș.a. Les micro-ondes appliquées aux macromolécules filmogènes. RGE, 1981, (81), nr. 11, p. 826—829.

[18] *Bouteville, A.* La vulcanisation du caoutchouc par micro-ondes. RGE, 1981, nr. 11 p. 834—838.

[19] *Manoury. M.* ș.a. Interaction eau-cellulose. Application au chauffage diélectrique. RGE, 1981, (81), nr. 11, p. 839—846.

[20] *Orfeuil, M.* Electrothermie industrielle. Ed. Dunod, Paris, 1981.

CZ 621. 365.2 :621.313.12 :621. 3.017

CUPTOARE ELECTRICE CU ARC
GENERATOARE STATICE DE MEDIE FRECVENȚĂ
ÎNCĂLZIRE CU REZISTENȚE
ÎNCĂLZIRE CU FASCICUL DE ELECTRONI

Contribuții la dezvoltarea unor echipamente moderne de electrotermie

VASILE SZENTGYÖRGYI — TG. MUREȘ

Introducere

Consumul mare de energie la unele procese electrotermice, ca și dezvoltarea rapidă a diferitelor tehnologii și tehnici de prelucrare la cald, impun îmbunătățirea continuă a randamentului echipamentelor de transformare a energiei electrice în cea termică, respectiv, asigurarea la un înalt nivel a controlabilității procesului, a reproductibilității și eliminarea factorului uman din conducerea procesului, prin automatizare complexă.

În acest sens, filiala ICPE — Tg. Mureș a abordat problema modernizării acționării electrozilor cuptoarelor electrice cu arc pentru topit oțel, a dezvoltat surse noi de medie frecvență pentru încălzire prin inducție și echipamente pentru încălzire cu rezistențe și cu fascicul de electroni.

1. Contribuții la modernizarea cuptoarelor electrice cu arc pentru topit oțel

Cuptorul cu arc pentru topit oțel constituie un mijloc de bază în producția de masă a oțelurilor de diferite calități.

Pe plan național, ritmul producției oțelului electric crește continuu (fig. 1) [1], datorită multiplelor avantaje economice ale procedeului, cît și posibilităților de automatizare și de control ale procesului.

1.1. Stadiul actual al cuptoarelor cu arc în țară

În funcție de felul elementului de execuție al sistemului de poziționare a electrozilor, cuptoarele aflate în exploatare pot fi împărțite în trei tipuri: cu motor de curent continuu, electrohidraulice și cu cuplaj electromagnetic.

Deficiențele majore în reglarea poziției electrozilor, care afectează funcționarea economică a cuptoarelor sînt următoarele:

a. În marea majoritate a cazurilor, reglarea poziției electrozilor se face cu regulatoare de impedanță, după principiul descris de ecuația:

$$AU - BI = 0, \qquad (1)$$

unde U reprezintă tensiunea între electrod și baie (tensiunea arcului), I — curentul de arc, iar A și B sînt constante. Dezavantajele reglării după algoritmul (1) sînt bine cunoscute din literatură.

b. Se consideră că sistemele de poziționare, chiar și cele reglate electronic, nu pot asigura introducerea puterii electrice în cuptor decît cu o precizie de $\pm(10 \ldots 15)\%$. De asemenea

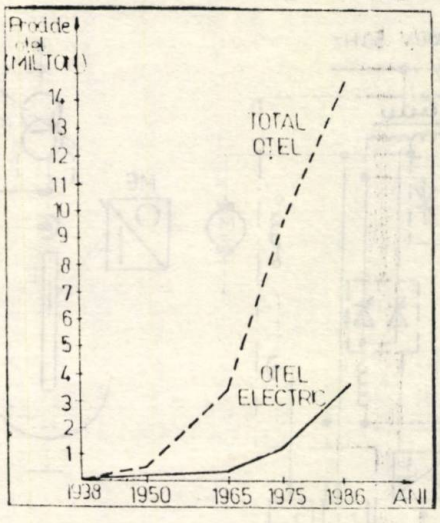


Fig. 1. Ritmul de creștere a producției de oțel electric în țară

puterea introdusă în cuptor nu este menținută la o valoare impusă în faza tehnologică de topire, iar distribuirea uniformă între faze nu este controlată automat.

c. La electrozii poziționați cu motoare de curent continuu viteza de deplasare este mică (1,5 . . . 3 m/min).

d. Nu se realizează corecția automată a amplificării buclei de reglare și a sensibilității la parametrul reglat de-a lungul unei șarje.

e. Deoarece regulatoarele de impedanță mențin la o valoare prescrisă raportul curent-tensiune de arc și cum puterea introdusă în cuptor variază cu pătratul tensiunii, fluctuațiile tensiunii rețelei alimentare conduc la variația puterii introduse în cuptor.

Toate aceste deficiențe contribuie în mod esențial la creșteri ale consumului specific de energie electrică și de electrozi, la dispersia duratelor de elaborare a șarjelor, respectiv la scăderea productivității, motive pentru care modernizarea cuptoarelor se impune ca o necesitate stringentă.

* dr. ing. *Szentgyörgyi* V. — ICPE — Filiala Tg. Mureș.

1.2. Modernizarea echipamentului de poziționare a electrozilor

În perioada 1983—1987 preocupările filialei ICPE — Tg. Mureș în domeniul modernizării cuptoarelor electrice cu arc au fost orientate spre cuptoarele cu acționare electromecanică a electrozilor, adică cuptoare cu ansamblu port-electrod echilibrat și mecanism executor cu șurub, cremalieră sau troliu și cablu, acționat prin intermediul unui reductor cu motoare de curent continuu comandate cu amplidine.

Schema-bloc monofazată a sistemului de poziționare electrozi SPE, dezvoltat pentru înlocuirea întregului echipament vechi cu amplidine, la cuptoarele cu capacități între 0,5 ... 20 tone, este prezentată în figura 2, iar vederea de ansamblu în figura 3.

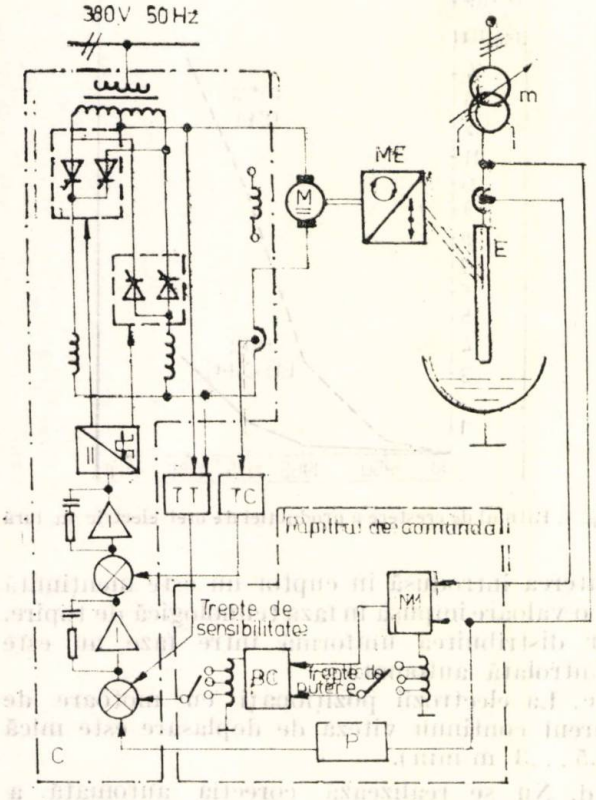


Fig. 2. Schema-bloc monofazată a sistemului de poziționare SPE.

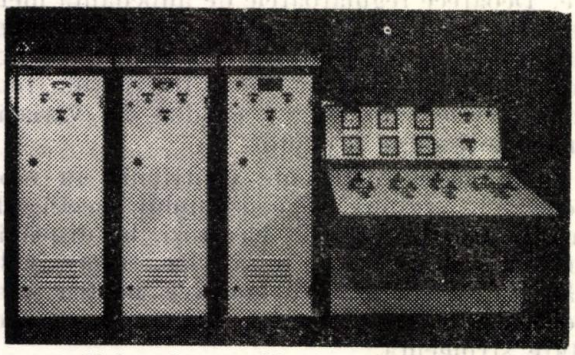


Fig. 3. Vedere de ansamblu sistem poziționare SPE.

Transformatorul de alimentare *m*, rețeaua scurtă, tipul electrodului *E* și mecanismul de execuție *ME* ale cuptorului rămîn neschimbate față de sistemul reglat cu amplidine. Convertizorul *C* este de tipul monofazat reversibil, cu reglarea în cascadă a turației. Semnalul de referință fiind format din blocul de comparare *BC*, respectiv blocul de măsură *BM* a parametrilor arcului, după principiul Z = constant.

Puterea introdusă în cuptor poate fi prescrisă în limitele de la 0,2 pînă la 1,35 din puterea nominală a transformatorului de alimentare a cuptorului, independent pe fiecare fază, în 20 de trepte egale.

Domeniile de insensibilitate se reglează simultan pe cele trei faze, în trei trepte.

Sistemul prezintă caracteristici dinamice superioare față de cel vechi, ca:

— timp de răspuns corespunzător asigurării eliminării perturbațiilor neperiodice, cu o durată de 1,5—3 s;

— timp de frînare de 0,2—0,3 s;

— ridicarea tuturor electrozilor cuptorului în cazul dispariției tensiunii de alimentare.

Sistemul se fabrică în serie de către Intreprinderea „Electrotehnica" București în două tipovariante: SPE — 1,5 P 1,5 și SPE —6 P 3, 7, cu care se echipează toate cuptoarele din țară cu capacități între 0,5 t și 1,5 t, respectiv pînă la 6 t.

Aplicarea acestor echipamente a condus la economii însemnate de energie electrică și electrozi pe plan național.

Începînd cu anul 1985 au început cercetările privind conducerea automată a topirii cu ajutorul microcalculatoarelor de proces. În cadrul acestor preocupări s-a realizat sistemul de poziționare electrozi cu unitate numerică de control (SPE-UNC) pentru cuptoare cu capacități pînă la 20 tone.

Sistemul SPE-UNC este destinat supravegherii și conducerii procesului topirii prin introducerea programată a energiei electrice în cuptor, precum și reglării precise a puterii arcului electric.

Schema-bloc de principiu monofazată a echipamentului este reprezentată în figura 4, iar vederea de ansamblu în figura 5.

În figura 4 s-a notat: *EA* — element acționare întrerupător înaltă tensiune; *I* — protecția maximală de curent; *C* — comutator ploturi transformator cuptor; *BA* — bloc de acționare

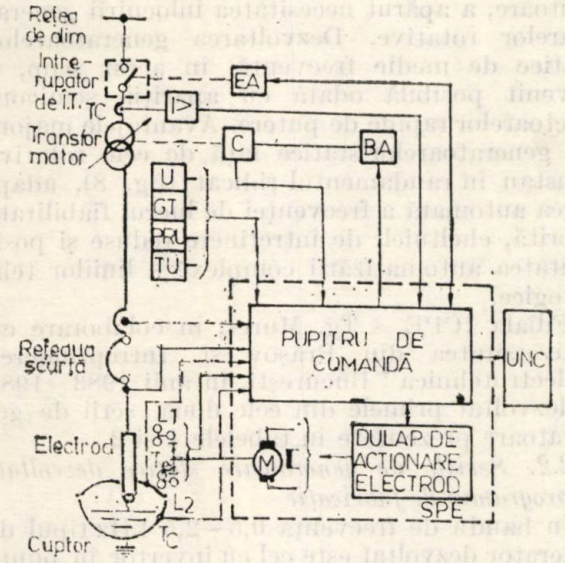


Fig. 4. Schema-bloc sistem poziționare SPE-UNC.

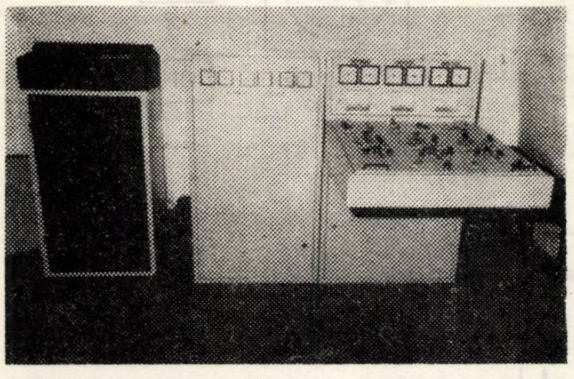


Fig. 5. Vedere de ansamblu sistem poziționare SPE-UNC.

comutator ploturi transformator; U, GT, PRU, TU — sesizoare de ulei, gaze pompă ulei și temperatură transformator; M — motor acționare electrozi; L_1, L_2 — limitatoare de cursă; TB, TC — termocuple pentru măsurarea temperaturii boltei și cuvei; UNC —unitate numerică de control.

Principalele caracteristici tehnice ale SPE-UNC sînt :

— Algoritmul de reglare : Z = constant, sau I = constant, sau U = constant.

— Zona de sensibilitate : reglabilă în 8 trepte.

— Domeniul puterii prescrise (0,2 . . .1,35) P_{nom}, în 10 trepte.

— Amplificarea globală a buclei de reglare este reglabilă.

— Asigură regim de funcționare fără sau cu unitate numerică de control (microcalculator de proces).

În cazul interconectării echipamentului de poziționare electrozi cu unitatea de control numeric este asigurată conducerea automată a topirii, imprimarea și vizualizarea evenimentelor, supravegherea automată a întregii instalații electrice a cuptorului.

Unitatea numerică de control (fig. 6) este formată dintr-un microsistem de calcul cu

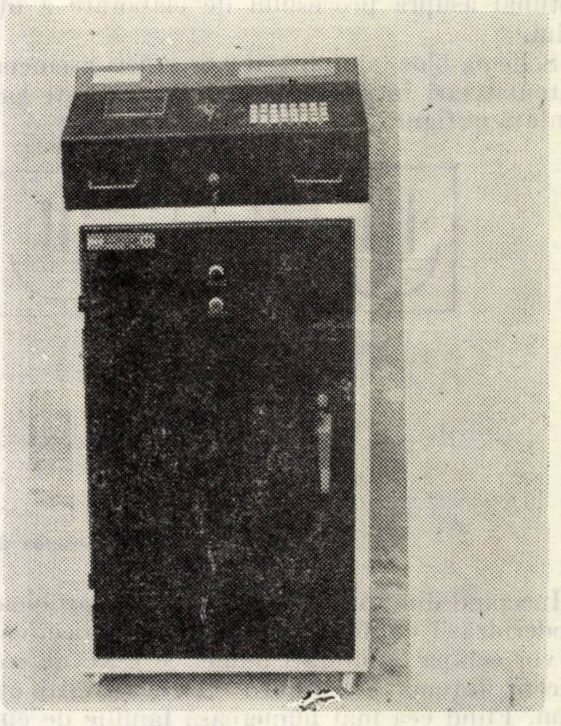


Fig. 6. Vedere de ansamblu unitate numerică de control UNC.

module din familia MULTIPROM, unități de interfață și echipamente periferice (tastatură, afișaje, imprimantă). Producția de serie este asigurată de Intreprinderea „Automatica" București.

Echipamentele SPE-UNC s-au instalat pe cuptoare de 20 tone și pe un cuptor de 3 tone. Efectele economice asigurate de sistemele SPE-UNC datorită conducerii automate, sînt următoarele :

— Creșterea productivității cuptorului cu (20—25)% prin reducerea timpului de topire.

— Reproductibilitatea șarjelor model din punct de vedere energetic, după programele stocate în memoria microcalculatorului de proces.

— Urmărirea și imprimarea desfășurării fazelor de elaborare a oțelului, asigurînd un control riguros al tehnologiei.

O altă tendință în domeniul automatizării oțelăriilor este conducerea distribuită a fiecărui cuptor separat, cu ajutorul unui SPE-UNC care se subordonează ierarhic unui echipament de supraveghere a consumurilor energetice (ESCE).

Echipamentul ESCE realizează controlul permanent al consumului de energie electrică în oțelărie, adoptă decizii corecte în vederea încadrării fiecărui consumator și a întregii oțelării în cotele de energie repartizate. De asemenea, echipamentul ESCE poate efectua un control optimal asupra procesului de elaborare a oțelului.

Schema-bloc simplificată a unei asemenea automatizări într-o oțelărie electrică este prezentată în figura 7.

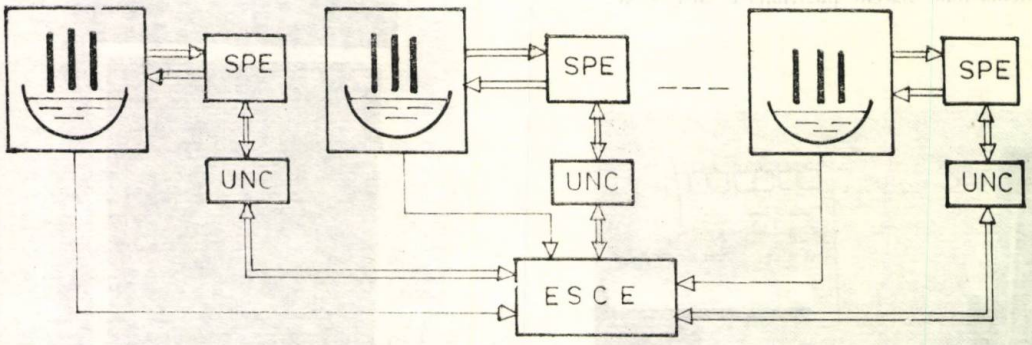


Fig. 7. Schema de automatizare a unei oțelării.

Începînd din anul 1988 s-a abordat problema modernizării cuptoarelor electrohidraulice, care se vor echipa cu unități numerice UNC de conducere automată a topirii și a elaborării oțelului. Fiind cea mai numeroasă familie de cuptoare, modernizarea lor se impune ca o primă necesitate. În paralel se va aborda problema modernizării cuptoarelor acționate prin intermediul cuplajelor electromagnetice de mare capacitate (50...100 t).

2. Generatoare statice de medie frecvență pentru încălzire prin inducție

2.1. Asupra necesității dezvoltării generatoarelor statice

Principalele surse de energie de medie frecvență în sectoarele de prelucrare la cald din industria constructoare de mașini sînt generatoarele rotative aplicate tipic pentru încălzirea prin inducție a metalelor în vederea forjării, topirii sau tratării termice.

Datorită unor caracteristici tehnico-economice nefavorabile, cum sînt randamentul scăzut, rata ridicată a defectărilor și întreținerea costisitoare, a apărut necesitatea înlocuirii generatoarelor rotative. Dezvoltarea generatoarelor statice de medie frecvență, în acest scop, a devenit posibilă odată cu apariția semiconductoarelor rapide de putere. Avantajele majore ale generatoarelor statice față de cele rotative constau în randamentul ridicat (fig. 8), adaptarea automată a frecvenței de lucru, fiabilitate sporită, cheltuieli de întreținere reduse și posibilitatea automatizării complexe a liniilor tehnologice.

Filiala ICPE — Tg. Mureș, în colaborare cu Universitatea din Brașov și Intreprinderea „Electrotehnica" București, în anii 1983—1984 a dezvoltat primele din cele două serii de generatoare prezentate în tabelele 1 și 2.

2.2. Seriile de generatoare statice dezvoltate și programul de fabricație

În banda de frecvență 0,5—2,5 kHz tipul de generator dezvoltat este cel cu invertor în punte

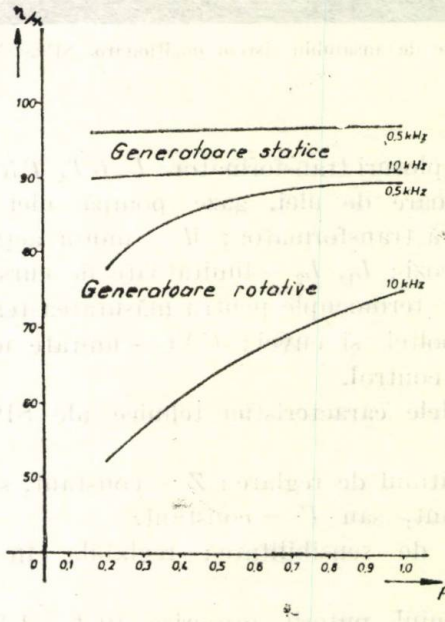


Fig. 8. Randamentele generatoarelor rotative și statice.

monofazată cu sarcină compensată paralel. În figura 9 este prezentată schema de principiu a

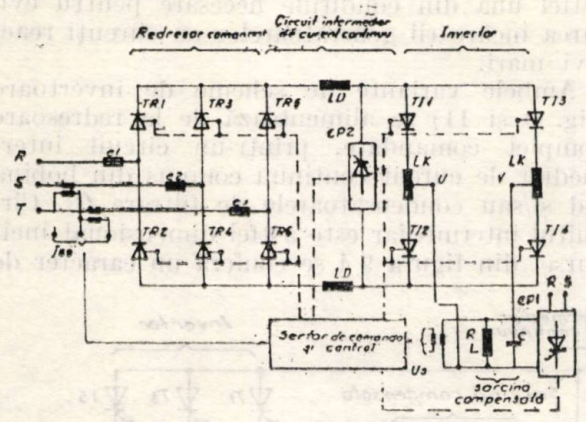


Fig. 9. Schema de principiu a generatoarelor statice de 0,5...2,5 kHz.

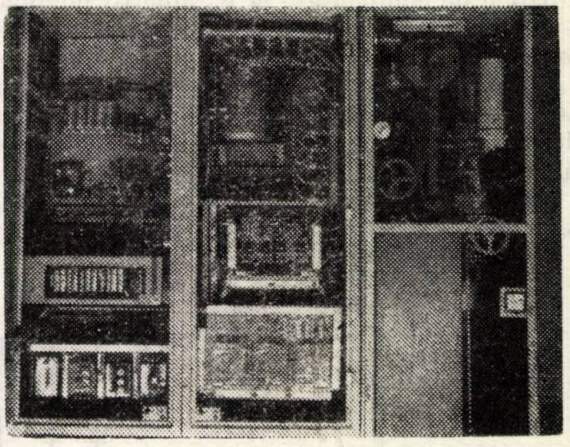


Fig. 10. Vedere de ansamblu GSMF-175L2500.

Tabelul 1

Nr. tip	Caracteristici tehnice / Tip generator	Tensiunea de alimentare, V	Puterea maximă de lucru, kW	Tensiunea de medie frecvență, V	Frecvența nominală, Hz
1	GSMF— 50A2 500	3×380	50	600	2 500
2	GSMF—175 L 2 500	3×380	175	600	2 500
3	GSMF—350L2 500	3×440	350	650	2 500
4	GSMF—800L2 500	3×440	800	650	2 500
5	GSMTF—500L1 200	3×660	500	750	1 200
6	GSMF—800L500	3×660	800	750	500
7	GSMF—500L1 000T	3×660	500	750	1 000

Tabelul 2

Nr. tip	Caracteristici tehnice / Tip generator	Tensiunea de alimentare, V	Puterea maximă de lucru, kW	Tensiunea de medie frecvență, V	Frecvența nominală, Hz
1	GSMF—35A8 000	3×380	35	230	8 000
2	GSMF—40A8 000	3×380	40	230	8 000
3	GSMF—80L8 000	3×380	80	230	8 000
4	GSMF—140L8 000	3×380	140	230	8 000
5	GSMF—175L8 000	3×440	175	260	8 000
6	GSMF—350L8 000	3×510	350	300	8 000

generatorului, iar în figura 10 vederea de ansamblu a tipovariantei de 175 kV.

Tabelul 1 conține principalele caracteristici ale acestor generatoare.

Pentru acoperirea benzii de frecvență de 6—10 kHz s-a dezvoltat seria de generatoare cu invertor triplu cu divizare de timp, cu schema de principiu prezentată în figura 11. Caracteristicile principale ale acestor generatoare sînt cuprinse în tabelul 2. Vederea de ansamblu a tipovariantei de 80 kW este prezentată în figura 12.

Cele două serii de generatoare sînt produse în serie de Intreprinderea „Electrotehnica" București.

Frecvența de funcționare maximă a invertoarelor este limitată de timpul de revenire (tq = = 25—50 μs), a tiristoarelor utilizate.

În aplicațiile în care tensiunea nominală a bateriei de condensatoare de compensare este de 750 V, utilizarea generatoarelor tip 1—4 din tabelul 1 conduce la o exploatare neeconomică a condensatoarelor și la reproiectarea inductoarelor. Pentru eliminarea acestei deficiențe tipurile de generatoare 5, 6, 7 din tabelul 1 s-au dezvoltat pentru tensiunea de 750 V. Creșterea tensiunii pe sarcină conduce însă la creșterea tensiunii inverse pe tiristoarele invertorului și, implicit, la creșterea costurilor pe dispozitivele semiconductoare de putere. S-a

acceptat compromisul de a fi utilizate condensatoarele de compensare la parametrii nominali în detrimentul factorului de utilizare a tiristoarelor.

Adaptarea generatoareolor de 8 000 Hz (din tabelul 2) la sarcină se face în majoritatea cazurilor prin intermediul transformatoarelor adecvate. În acest sens filiala ICPE — Tg. Mureș a dezvoltat două tipovariante de transformatoare cu inductanță de scăpări reduse, asigurînd astfel una din condițiile necesare pentru evitarea încărcării generatoarelor cu curenți reactivi mari.

Ambele variante de scheme de invertoare (fig. 9 și 11) se alimentează de la redresoare complet comandate, printr-un circuit intermediar de curent continuu compus din bobina Ld și/sau condensatoarele de filtrare C_f. Circuitul intermediar este astfel dimensionat încît sursei din figura 9 i se conferă un caracter de

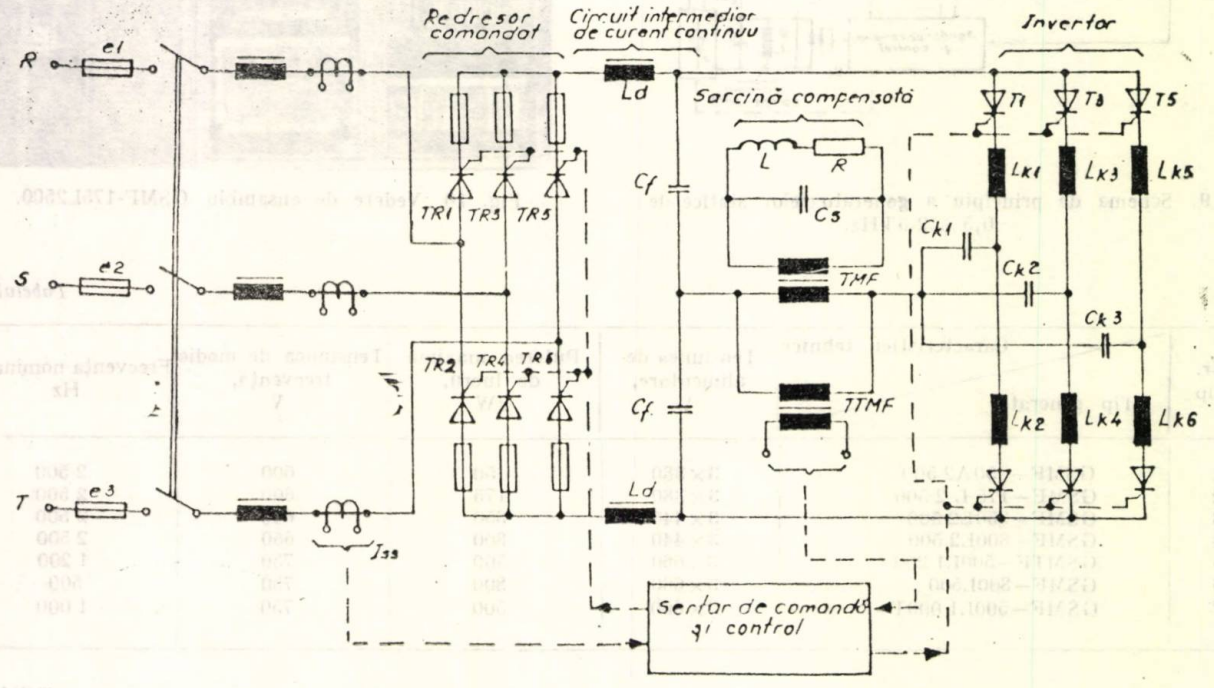


Fig. 11. Schema de principiu a generatoarelor statice de 6 . . .10 kHz.

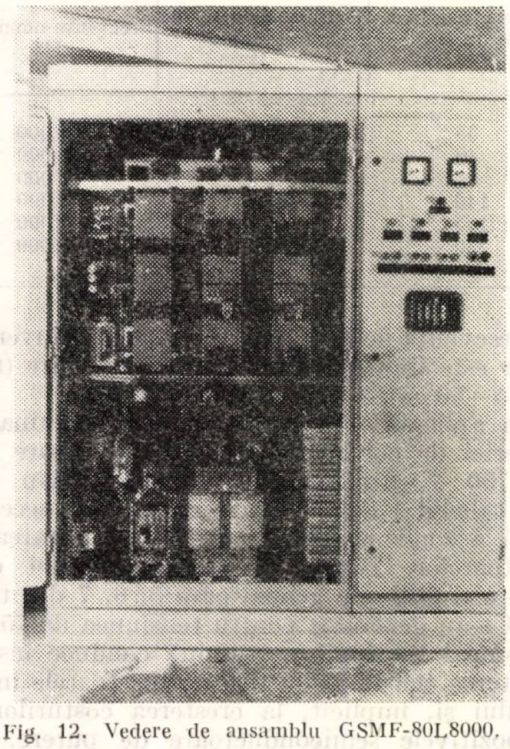


Fig. 12. Vedere de ansamblu GSMF-80L8000.

generator de curent, iar sursei din figura 11, un caracter de generator de tensiune.

Pornirea generatoarelor cu invertorul în punte monofazată (tabelul 1) se face prin două metode: tipurile 1, 2, 3 utilizează circuitul de pornire CP1, alimentat de la o sursă auxiliară și nu pot porni decît în gol, iar celelalte tipovariante pornesc cu ajutorul circuitului CP2, alimentat de la redresorul generatorului, asigurată fiind și pornirea în sarcină.

Comanda de pornire-oprire și controlul funcționării generatoarelor cu invertorul în punte monofazată, cu circuit de pornire auxiliară CP1, cît și a tipovariantelor 1, 2, 3 din tabelul 2 se face cu logică cablată. La restul de generatoare aceste sarcini sînt preluate de un bloc cu logică programată, bazat pe microprocesorul de 1 bit P14500, care conferă generatoarelor o exploatare comodă și depanare ușoară.

Tipovariantele de generatoare: 1 din tabelul 1 și 1, 2 din tabelul 2, sînt cu răcire cu aer forțat, iar restul se răcesc cu lichid și sînt dezvoltate pentru a fi utilizate la încălziri pentru forjare, tratamente termice, sinterizare, lipiri cu și fără adaos ș.a.

Tipovarianta 7 din tabelul 1 este dezvoltată pentru topirea metalelor.

Ca preocupări actuale în domeniul dezvoltării generatoarelor se menționează :

— extinderea gamei de frecvență pentru aplicații speciale ;

— dezvoltarea seriei de generatoare pentru topire cu puteri între 300 . . .900 kW în banda de frecvență 0,5 . . .2,5 kHz ;

— conectarea în paralel a generatoarelor cu invertor în punte monofazată, pentru realizarea unor unități de foarte mare putere.

3. Regulatoare de temperatură pentru echipamente de încălzire cu rezistențe

Echipamentele de încălzire cu rezistențe sînt larg răspîndite în diferitele ramuri ale industriei. Regulatoarele utilizate sînt, în general, bi- și tripoziționale sau de alte tipuri clasice, care nu permit, în orice caz, o corelație dorită între timpul de primă stabilire, suprareglare și precizia reglării.

Problema reglării temperaturii pentru instalațiile de încălzire indirectă cu rezistențe a fost abordată în 1984 și legată de dezvoltarea regulatoarelor continue cu element de execuție electronic.

Principiul după care s-au construit echipamentele de reglare rezultă din schema prezentată în figura 13. Soluția adoptată asigură performanțe superioare reglării, în special în regim tranzitoriu și poate fi aplicat, în general, pentru reglarea proceselor lente.

În bucla exterioară de reglare din figura 13, regulatorul *PI-1* comandă bucla interioară (regulatorul *PI-2*) numai între limitele de temperatură $T_A < T < T_B$ (fig. 14) prescrise prin

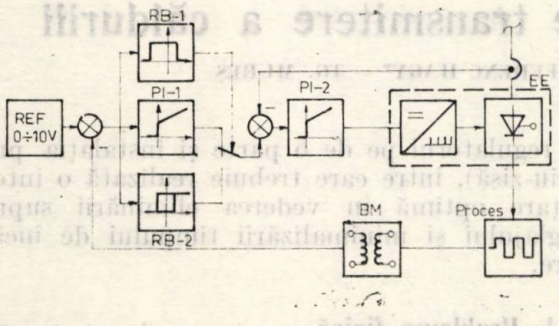


Fig. 13. Schema-bloc a regulatorului de temperatură.

regulatorul bipoziționalal *RB-1*. În afara acestor limite de temperatură, regulatorul *RB-1* comută regulatorul bipozițional *RB-2* la intrarea buclei interioare.

Pe principiul de mai sus s-au realizat echipamente cu destinații specificate în tabelul 3, utilizînd ca elemente de execuție (*EE*) variatoare de tensiune cu tiristoare și elemente de automatizare, produse de Intreprinderea „Electrotehnica" București, respectiv I.E.A. București.

Figura 15 prezintă vederea de ansamblu a echipamentului de reglare a temperaturii pentru extrudare de material plastic.

Între preocupările institutului ocupă un loc central dezvoltarea de echipamente pentru elec-

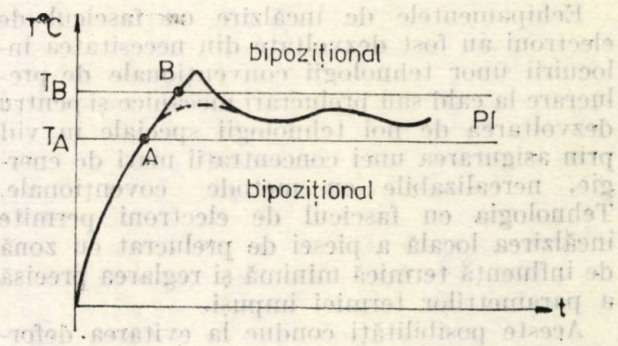


Fig. 14. Evoluția temporală a temperaturii și algoritmul de reglare.

Tabelul 3

Destinația ehipament	Temperatura maximă °C,	Nr. zonelor controlate / Putere instalată, kW	Mediu
Reglarea temperaturii extruderelor de material plastic	200 ± 2°C	4 / 4×5	Atmosferă normală
Reglarea temperaturii reactoarelor chimice	350 ± 2°C	3 / 2×35+65	Atmosferă normală
Impregnarea materialelor nemetalice cu metale	1050 ± 10°C	2 / 70+30	Vid și atmosferă controlată

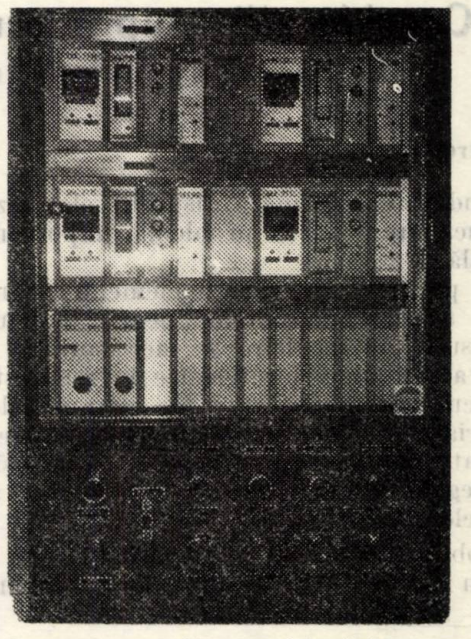


Fig. 15. Vedere de ansamblu a regulatorului de temperatură tip ERTEX.

trotehnologii în vid sau atmosferă controlată, la temperaturi înalte.

4. Preocupări în domeniul încălzirii cu fascicul de electroni

Echipamentele de încălzire cu fascicul de electroni au fost dezvoltate din necesitatea înlocuirii unor tehnologii convenționale de prelucrare la cald sau prelucrări mecanice și pentru dezvoltarea de noi tehnologii speciale în vid prin asigurarea unei concentrații mari de energie, nerealizabile cu metode covenționale. Tehnologia cu fascicul de electroni permite încălzirea locală a piesei de prelucrat cu zonă de influență termică minimă și reglarea precisă a parametrilor termici impuși.

Aceste posibilități conduc la evitarea deformărilor plastice în urma încălzirii și la posibilitatea efectuării unor tratamente termice pe suprafețe delimitate.

În ICPE s-au întreprins cercetări în domeniu din 1984. În prezent se află în curs de realizare un echipament de medie tensiune destinat, în primul rînd, sudurii și tratamentelor termice superficiale.

Echipamentul se remarcă prin precizia și caracteristicile dinamice ale opticii electronice, cît și printr-o flexibilitate în aplicarea diferitelor tehnologii, dintre care se menționează : sudarea contactelor (ex. Wo-Cu) pentru aparate electrice, a elementelor bimetalice, a pistoanelor motoarelor diesel ș.a.

Dintre caracteristicile tehnice principale ale instalației se menționează :

— puterea utilă reglabilă între : 100W — 5kW ;
— tensiunea de accelerare : 10 kV—60 kV ;
— densitatea de putere maximă : 70kW/min ;
— deflexia fasciculului în două axe : $\pm 5°$;
— reglarea distanței focale în limite dorite ;
— dimensiunile camerei de lucru : $600 \times 600 \times 700$ mm ;
— presiunea în camera de lucru : 10^{-2} mbar ;
— comanda numerică a procesului.

Preocupările în domeniu ale filialei s-au extins prin abordarea tehnologiilor de topire.

5. Concluzii

Dezvoltarea echipamentelor de electrotermie, cît și modernizarea celor existente, în special în domeniul încălzirii cu arc și prin inducție, vizează îmbunătățirea randamentului energetic global al instalațiilor și a procesului de transformare a energiei, ca și eliminarea factorilor subiectivi din conducerea procesului prin automatizare complexă.

Rezultate spectaculoase în reducerea continuă a consumurilor specifice de energie electrică și creșterea productivității în anumite ramuri ale electrotermiei se pot obține numai prin aplicarea pe scară largă a tehnicilor de concentrare a energiei.

Bibliografie

[1] * * * Anuarul statistic al R.S.R. 1987.

CZ : 621.3.083.7 :621.365.2

ECUAȚIA CĂLDURII
METODA VARIAȚIONALĂ

Considerații asupra ecuației de transmitere a căldurii

OVIDIU POLOȚCA, HORJA IOAN POMPEI, FERENC HAGY* — TG. MUREȘ

Introducere

Conducerea optimă a dispozitivelor rezistive de încălzire este o problemă importantă și actuală.

În prezent proiectarea elementelor încălzitoare și a regulatoarelor pentru conducerea procesului de încălzire se face pornind de la rezultatele calculelor termice în regim stabilizat, cu valori constante ale parametrilor de material, utilizînd metodele matematice simplificate pentru instalația propriu-zisă și pentru regulator cu partea de alimentare a elementelor încălzitoare.

Problema constă în a privi instalația ca un sistem format din două subsisteme (alimentarea și regulatorul pe de o parte și instalația propriu-zisă), între care trebuie realizată o interfațare optimă în vederea eliminării suprareglajului și minimalizării timpului de încălzire.

* Matem. *Poloțca O., Horja I. Pompei, Nagy Ferenc* ICPE — Filiala Tg. Mureș.

1. Problema fizică

1.1. Formularea problemei

Considerînd instalația tehnologică din figura 1, care trebuie să realizeze încălzirea lichidului *I* pînă la temperatura θ și păstrarea acesteia cu o precizie de $\pm\Delta\theta$, se pun următoarele probleme :

— determinarea temperaturii θ' a elementului încălzitor și a limitelor ei de variație $\pm\theta'$, astfel ca temperatura lichidului să fie $\theta' \pm \Delta\theta$;
— dimensionarea elementelor încălzitoare ;

— dimensionarea sistemului de alimentare a elementelor de încălzire;

— determinarea tipului de regulator pentru un timp minim de atingere a temperaturii $\theta \pm \Delta\theta$.

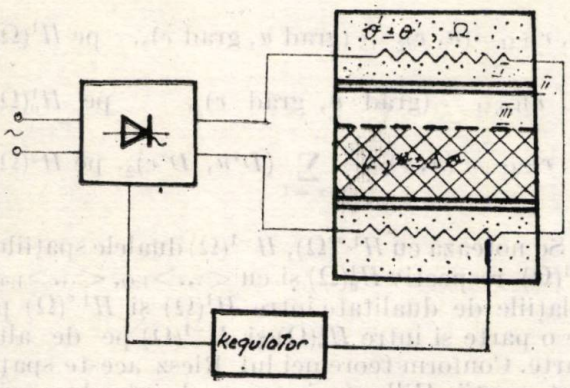


Fig. 1. Schema-bloc a instalației tehnologice.

Considerînd în primă etapă că elementul încălzitor mărginit de suprafața Ω' are o temperatură cunoscută, considerînd, de asemenea, cunoscute densitățile și capacitățile calorice ale straturilor I—III, în lucrarea de față se determină ecuația transferului de căldură între elementul încălzitor și lichid și se demonstrează existența și unicitatea soluției problemei la limită asociate fenomenului.

1.2. Modelul matematic

Elementul încălzitor fiind în contact cu stratul I, transmisia căldurii are loc numai prin conducție, conform legii lui Fourier [6, 7]:

$$h = -\vec{n}\frac{dq}{dt \cdot dA} = -\lambda . \text{grad}\ \theta, \qquad (1)$$

unde:

h este fluxul termic specific, W/m²;
dq — cantitatea de căldură elementară, Ws;
dA — aria elementară de transmitere, m²,
λ — transmisivitatea prin conducție, W/m · grd;
θ — temperatura, °C sau K;
t — timpul, s;
$\vec{n}$ — versorul normal la suprafața de transmitere.

De la stratul II pînă la lichid căldura se transmite prin radiație, conform legii Stefan Boltzmann:

$$P_{1r} = K \cdot e_t(\theta_1^4 - \theta_2^4), \qquad (2)$$

unde: P_{1r} este fluxul termic radiat, W/m⁴;
K — constanta Stefan Boltzmann egală cu $5{,}6697\ 10^{-8}$ W/m²K⁴;
e_t — coeficientul de radiație sau emisivitatea totală a corpului;
Q_1 — temperatura suprafeței solidului care radiază, K;
θ_2 — temperatura mediului ambiant, K.

În partea inferioară căldura se transmite în masa lichidului prin convecție, iar puterea transferată către fluid se calculează cu relația lui Newton:

$$P = \alpha \cdot A(\theta_1 - \theta_2) = \alpha \cdot A\Delta\theta; \qquad (3)$$

unde: α este transmisivitatea totală, W/m² grd;
A — aria de transmitere, m²;
$\Delta\theta$ — $\theta_1 - \theta_2$.

Puterea transmisă de elementul încălzitor se transmite fluidului prin toate cele trei moduri: conducție, convecție, radiație:

$$P_t = RI^2 = -\lambda \cdot \text{grad}\ \theta + K \cdot e_t \cdot (\theta_1^4 - \theta_2^4) + \alpha \cdot A\Delta\theta, \qquad (4)$$

rezultînd o ecuație diferențială de forma:

$$-\lambda \cdot \Delta\theta + a \cdot \theta^4 + b\theta = f, \qquad (5)$$

ecuație care va fi studiată în paragraful următor.

2. Existența și unicitatea soluției

2.1. Punerea problemei

Problema fizică formulată în paragraful precedent se reduce, din punct de vedere matematic, la o problemă la limită, cu condiții pe porțiuni de frontieră, de tip mixt (Dirichlet-Neuman).

Conform figurii 2 se consideră un domeniu $\Omega \subset R^2$ simplu-conex cu frontieră Lipschitz-

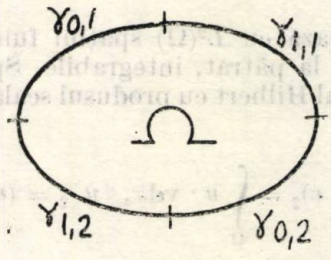


Fig. 2. Domeniul din R^2 pe care se rezolvă problema.

iană $\partial\Omega = \gamma = \gamma_0 \cup \gamma_1$, $\gamma_0 = \gamma_{0,1} \cup \gamma_{0,2}$, $\gamma_1 = \gamma_{1,1} \cup \gamma_{1,2}$ și normala exterioară $\vec{n}$.

Se formulează următoarea problemă:

Problema (P_0)

Dindu-se λ, a, b, $\in R^+$, $g_0 : \gamma_0 \to R$, $g_1 : \gamma_1 \to R$, $f : \Omega \to R$, să se determine funcţia $\theta : \Omega \to R$ astfel încît :

$$-\lambda\Delta\theta + a\theta^4 + b\theta = f, \tag{6}$$

$$\Gamma_{\gamma 0}\theta = \theta|_{\gamma 0} = g_0, \tag{7}$$

$$\Gamma_{\gamma 1}\theta = \frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}n}\bigg|_{\gamma 1} = g_1. \tag{8}$$

2.2. Definiţii şi rezultate generale

Pentru rezolvarea problemei propuse se reamintesc cîteva rezultate şi definiţii ale analizei funcţionale [2, 3, 4].

Fie $(x_1, x_2) \in R^2$, $\alpha = (\alpha_1, \alpha_2) \in N \times N$ $|\alpha| = \alpha_1 + \alpha_2$.
Se notează :

$$D^\alpha u = \frac{d^{|\alpha|}u}{\mathrm{d}x_1^{\alpha_1} \cdot \mathrm{d}x_2^{\alpha_2}},$$

şi se introduc următoarele spaţii de funcţii continue :

$C^\circ(\overline{\Omega})$ — spaţiul funcţiilor continue, mărginite pe $\overline{\Omega}$;

$C^m(\overline{\Omega})$ — $\{u \in C^\circ(\overline{\Omega}) / D^\alpha u \in C^\circ(\Omega), \quad 0 \leqslant |\alpha| \leqslant m\}$;

$C_0^\infty(\Omega)$ — $\mathscr{D}(\Omega)$ — spaţiul funcţiilor infinit derivabile cu suport compact pe Ω.

Se definesc pe $C^m(\overline{\Omega})$ următoarele norme :

$$\|u\|_{1,\Omega} = \left[\int_\Omega u^2 \,\mathrm{d}x + \int_\Omega |\operatorname{grad} u|^2 \,\mathrm{d}x\right]^{\frac{1}{2}}, \tag{9}$$

$$\|u\|_{2,\Omega} = \left[\|u\|_{1,\Omega}^2 + \sum_{|\alpha|=2} \int_\Omega |D^\alpha u|^2 \,\mathrm{d}x\right]^{\frac{1}{2}}, \tag{10}$$

Se notează cu $L^2(\Omega)$ spaţiul funcţiilor definite pe Ω la pătrat, integrabile. Spaţiul $L^2(\Omega)$ este spaţiul Hilbert cu produsul scalar şi norma :

$$(u, v)_2 = \int_\Omega u \cdot v \mathrm{d}x, \quad \|u\|_2 = (u, v)_2^{\frac{1}{2}}.$$

Cu ajutorul normelor (9) (10) se introduc spaţiile Sobolev [3] :

$$H^1(\Omega) = \overline{C^1(\overline{\Omega})}^{\|\cdot\|_{1,\Omega}}; \quad H_0^1(\Omega) = \overline{\mathscr{D}(\Omega)}^{\|\cdot\|_{1,\Omega}};$$

$$H^2(\Omega) = \overline{C^2(\overline{\Omega})}^{\|\cdot\|_{2,\Omega}}.$$

Aceste spaţii sînt spaţii Hilbert cu normele (9) (10) şi produsele scalare :

$$(u, v)_{1,\Omega} = (u, v)_2 + (\operatorname{grad} u, \operatorname{grad} v)_2, \quad \text{pe } H^1(\Omega),$$

$$(u, v)_{1,0,\Omega} = (\operatorname{grad} u, \operatorname{grad} v)_2, \quad \text{pe } H_0^1(\Omega),$$

$$(u, v)_{2,\Omega} = (u, v)_2 + \sum_{|\alpha|=2} (D^\alpha u, D^\alpha v)_2, \quad \text{pe } H^2(\Omega).$$

Se notează cu $H^{1,*}(\Omega)$, $H^{-1}(\Omega)$ dualele spaţiilor $H^1(\Omega)$, respectiv $H_0^1(\Omega)$ şi cu $<.,.>_{1,\Omega}$, $<.,.>_{1,0,\Omega}$ relaţiile de dualitate între $H^1(\Omega)$ şi $H^{1,*}(\Omega)$ pe de o parte şi între $H_0^1(\Omega)$ şi $H^{-1}(\Omega)$ pe de altă parte. Conform teoremei lui Riesz aceste spaţii sînt spaţii Hilbert, iar normele introduse prin teorema respectivă pe spaţiile $H^{1,*}(\Omega)$, $H^{-1}(\Omega)$ sînt respectiv echivalente cu normele :

$$\|u^*\|_{1,*,\Omega} = \sup_{\|u\|_{1,\Omega} \leqslant 1} |\langle u^*, u\rangle_{1,\Omega}|, \quad u^* \in H^{1,*}(\Omega),$$

$$\|u^*\|_{-1,\Omega} = \sup_{\|u\|_{1,0,\Omega} \leqslant 1} |\langle u^*, u\rangle_{1,0,\Omega}| \quad u^* \in H^{-1}(\Omega).$$

Se definesc operatorii liniari continui :

$$\Gamma_0 : H^1(\Omega) \to L^2(\gamma), \quad \Gamma_0 u = u|_\gamma,$$

$$\Gamma_1 : H^2(\Omega) \to L^2(\gamma), \qquad \Gamma_1 u = \frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}n}\bigg|_\gamma$$

şi spaţiul Hilbert $H^{\frac{1}{2}}(\gamma) = \Gamma_0[H^1(\Omega)]$ cu produsul scalar şi norma :

$$(u_\gamma, v_\gamma)_{\frac{1}{2}} = \sup_{u,v \in H^1(\Omega)} \{(u, v)_{1,\Omega} / \Gamma_0 u = u_\gamma, \; \Gamma_0 v = v_\gamma\}$$

$$\|u\|_{\frac{1}{2}} = (u_\gamma, v_\gamma)_{\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}},$$

ceea ce are drept consecinţă faptul că operatorul $\Gamma_0 : H^1(\Omega) \to H^{\frac{1}{2}}(\gamma)$ este liniar continuu, deci $\exists\, c \in R^+$ astfel încît :

$$\|\Gamma_0 u\|_{\frac{1}{2}} \leqslant c \cdot \|u\|_{1,\Omega}. \tag{11}$$

Se notează cu $H^{-\frac{1}{2}}(\gamma)$ dualul lui $H^{\frac{1}{2}}(\gamma)$ şi cu $\langle.,.\rangle_{\frac{1}{2}}$ relaţia de dualitate între $H^{\frac{1}{2}}(\gamma)$ şi $H^{-\frac{1}{2}}(\gamma)$.

Conform teoremei lui Riesz spațiul $H^{-\frac{1}{2}}(\gamma)$ este spațiul Hilbert cu norma :

$$\|u\|_{-\frac{1}{2}} = \sup_{\|u_\gamma\|_{\frac{1}{2}} \leq 1} |\langle u_\gamma^*, u_\gamma \rangle_{\frac{1}{2}}|.$$

Dacă $g \in H^{-\frac{1}{2}}(\gamma)$, ținînd seama de (11), se obține inegalitatea :

$$|\langle g, \Gamma_0 u \rangle_{\frac{1}{2}}| \leq \|g\|_{-\frac{1}{2}} \cdot \|\Gamma_0\| \cdot \|u\|_{1,\Omega}. \quad (12)$$

De asemenea :

$$H_0^1(\Omega) = \text{Ker}\,(\Gamma_0) = \{u \in H^1(\Omega)/\Gamma_0 u = 0\}.$$

Se consideră următoarele rezultate [2].

(I_1) *Formula lui Green* : dacă $v \in H^2(\Omega)$ atunci :

$$\int_\Omega \Delta v \cdot u dx + \int_\Omega \text{grad } v \cdot \text{grad } u dx = \int_\gamma \Gamma_1 v \cdot \Gamma_0 u d\sigma,$$

$$\text{pt} \cdot \forall u \in H^1(\Omega),$$

(I_2) dacă $v \in H_0^1(\Omega)$,

atunci $\Delta v \in H^{-1}(\Omega)$

și :

$$\langle \Delta v, u \rangle_{1,0,\Omega} = -\int_\Omega \text{grad } v . \text{grad } u \, dx$$

$$\text{pt.} \; \forall u \in H^1(\Omega).$$

(I_3) dacă $v \in H^1(\Omega)$ și $\Delta v \in L^2(\Omega)$

atunci : $\Gamma_1 v \in H^{-\frac{1}{2}}(\gamma)$

și :

$$\langle \Gamma_1 v, u_\gamma \rangle_{\frac{1}{2}} = \int_\Omega \Delta v \cdot u \, dx + \int_\Omega \text{grad } v \cdot \text{grad } u \, dx$$

$$\text{cu } \Gamma_0 u = u_\gamma \in H^{\frac{1}{2}}(\gamma).$$

(I_4) spațiul $H^1(\Omega)$ se scufundă algebric și topologic în $L^p(\Omega)$ pentru $1 \leq p < \infty$ adică $H^{-1}(\Omega) \hookrightarrow L^p(\Omega)$ și $\exists c \in R^+$ astfel încît :

$$\|v\|_p \leq c \|v\|_{1,\Omega}.$$

Se folosește următoarea teoremă [5] :

Teorema 2.2.1. Fie $K \subset H^1(\Omega)$ o mulțime convexă, închisă și funcționala $J : K \to R$ convexă, coercitivă, adică $\lim_{\|u\|_{1,\Omega} \to \infty} J(u) = \infty$.

Atunci :

(i) Funcționala J admite punct de minim (unic dacă J este strict convexă), adică $\exists \theta \in K$, astfel încît :

$$J(\theta) = \min_{u \in K} J(u). \quad (13)$$

(ii) Dacă, în plus, J este derivabilă Gateaux cu derivata Gateaux J' atunci propoziția (i) este echivalentă cu :

$$\langle J'(\theta), u - \theta \rangle_{1,\Omega} \geq 0, \text{ pentru } \forall u \in K. \quad (14)$$

2.3. Existența și unicitatea soluției [1]

Fie $\delta_0 \in R^+$ o constantă care se va preciza ulterior. Se consideră ipotezele :

$$\lambda, a, b \in R^+, \quad g_0 \in H^{\frac{1}{2}}(\gamma), \quad g_1 \in H^{-\frac{1}{2}}(\gamma),$$

$$f \in L^2(\Omega). \quad (15)$$

Problema (P_0) se pune sub următoarea formă

Problema (P)

În ipotezele (15) să se determine $\theta \in H^1(\Omega)$, $\Delta\theta \in L^2(\Omega)$ $\theta \geq \delta_0$, astfel încît :

$$-\lambda \Delta \theta + a\theta^4 + b\theta = f. \quad (16)$$

$$\Gamma_{\gamma_0} \theta = \theta\Big|_{\gamma_0} = g_0, \quad (17)$$

$$\Gamma_{\gamma_1} \theta = \frac{d\theta}{dn}\Big|_{\gamma_1} = g_1. \quad (18)$$

Se folosește în continuare notația $\theta \in (P)$, dacă și, numai dacă, θ este soluția problemei (P).

Problema (Q)

Să se determine $\theta \in H^1(\Omega)$, $\theta \geq \delta_0$ astfel încît pentru $\forall u \in H^1(\Omega)$ să existe :

$$\lambda \int_\Omega \text{grad } \theta \cdot \text{grad } u \cdot dx + \int_\Omega (a\theta^4 + b\theta) \cdot u \cdot dx -$$

$$-\lambda \int_{\Omega_0} \Gamma_1 \theta \cdot \Gamma_0 u \cdot d\sigma = \int_\Omega f \cdot u \, dx + \lambda \langle g_1, \Gamma_0 u \rangle_{\frac{1}{2}}, \quad (19)$$

$$\Gamma_{\gamma_0} \theta = g_0. \quad (20)$$

Teorema 2.3.1. Problemele (P) și (Q) sînt echivalente, adică :

$$\theta \in (P) \Leftrightarrow \theta \in (Q).$$

Demonstrație

• Fie $\theta \in (P)$. Conform $(I_4) a\theta^4 + b\theta \in L^2(\Omega)$ și din (I_3) ținînd seama de (18) se obține (19), deci $\theta \in (Q)$.

• Fie $\theta \in (Q)$. Considerînd (19), pentru $u \in H_0^1(\Omega)$ și ținînd seama de (I_2) se obțin:

$$-\lambda \int_\Omega \Delta\theta \cdot u \cdot dx + \int_\Omega (a\theta^4 + b\theta) \cdot u \cdot dx =$$

$$= \int_\Omega f \cdot u \cdot dx, \text{ pentru } \forall u \in H_0^1(\Omega),$$

de unde rezultă (16). În continuare din (16) ținînd seama de (I_3) se obțin pentru $\forall u \in H^1(\Omega)$.

$$\lambda \int \text{grad } \theta \cdot \text{grad } u\, dx + \int_\Omega (a\theta^4 + b\theta) \cdot u\, dx -$$

$$-\lambda \int_{\Gamma_0} \Gamma_1\theta\, \Gamma_0 u\, d\sigma - \lambda \int_{\Gamma_1} \Gamma_1\theta \cdot \Gamma_0 u\, d\sigma = \int_\Omega f \cdot u\, dx \tag{21}$$

și ținînd seama de (19) se obțin:

$$\int_{\Gamma_1} \Gamma_1\theta \cdot \Gamma_0 u\, d\sigma = \int_{\Gamma_1} g_1 \cdot \Gamma_4 u \cdot d\sigma, \text{ pentru } \forall u \in H^1(\Omega),$$

de unde rezultă că $\Gamma_{\gamma_1}\theta = g_1$, adică (18), deci $\theta \in (P)$.

Problema (R)

Fie mulțimea:

$$V(g_0) = \{u \in H^1(\Omega)/\Gamma_{\gamma_0} u = g_0\}. \tag{22}$$

Să se determine $\theta \in V(g_0)$, $\theta \geq \delta_0$, astfel încît pentru $\forall\ u \in V(g_0)$:

$$\lambda \int_\Omega \text{grad } \theta \cdot \text{grad } (u - \theta)\, dx +$$

$$+ \int_\Omega (a\theta^4 + b\theta) \cdot (u - \theta) dx =$$

$$= \int_\Omega f \cdot (u - \theta)\, dx + \lambda \int g_1 \cdot \Gamma_0 (u - \theta)\, d\sigma. \tag{23}$$

Teorema 2.3.2. Problemele (P), (Q), (R) sînt echivalente, adică

$$\theta \in (P) \Leftrightarrow \theta \in (Q) \Leftrightarrow \theta \in (R).$$

Demonstrație

— Fie $\theta \in (Q)$. Înlocuind în (19) pe u cu $u - \theta$ se obțin pentru $u \in V(g_0)$, (23) adică $\theta \in R$.

— Invers se presupune că $\theta \in (R)$. Dacă $v \in H_0^1(\Omega)$, atunci $u = \theta + v \in V(g_0)$ și din (23) rezultă:

$$\lambda \int_\Omega \text{grad } \theta \cdot \text{grad } v \cdot dx + \int_\Omega (a\theta^4 + b\theta) v \cdot dx =$$

$$= \int_\Omega fv \cdot dx \text{ pt. } V\ v \in H_0^1(\Omega), \text{ de unde, aplicînd}$$

formula lui Green (I_1) pe $H_0^1(\Omega)$ se obține (16). Aplicînd formula lui Green în (16) pe $H^1(\Omega)$ se obțin (21), unde, înlocuind pe u cu $u - \theta$, rezultă pentru orice $u \in V(g_0)$:

$$\lambda \int_\Omega \text{grad}\, \theta \cdot \text{grad}(u - \theta)\, dx +$$

$$+ \int_\Omega (a\theta^4 + b\theta)\, (u - \theta)\, dx -$$

$$- \lambda \int_{\Omega_1} \Gamma_1\theta\ \Gamma_0(u - \theta)\, d\sigma = \int_\Omega f \cdot (u - \theta)\, dx.$$

Comparînd ultima relație cu (23) rezultă:

$$\int_{\Gamma_1} \Gamma_0\theta\ \Gamma_0\, (u - \theta)\, d\sigma = \int_{\Gamma_1} g_1 \cdot \Gamma_0\, (u - \theta)\, d\sigma$$

$$\text{pentru } \forall\ u \in V\, (g_0). \tag{24}$$

Fie acum mulțimea:

$$V_0 = \{v \in H^1\, (\Omega)/v \Big|_{\Gamma_0} = 0\} \tag{25}$$

și fie $u = \theta + v \in V(g_0)$, $v \in V_0$. Înlocuind în (24) pe u se obține:

$$\int_{\Gamma_1} \Gamma_1\theta\ \Gamma_0 v\, d\sigma = \int_{\Gamma_1} g_1 \Gamma_0 v\, d\sigma, \text{ pentru } \forall\ v \in V_0,$$

deci $\theta \in (P)$.

Problema (m)

Se consideră mulțimea K și funcționala J definite astfel:

$$K = \left\{u \in V(g_0)/u \geq \delta_0 > -\left(\frac{b}{4a}\right)^{\frac{1}{3}} a \cdot p \cdot t \text{ pe } \Omega\right\} \tag{26}$$

$J : K \to R$,

$$J(u) = \frac{\lambda}{2}\int_\Omega |\operatorname{grad} u|^2\,dx + \int_\Omega \left(\frac{a}{5}u^5 + \frac{b}{2}u^2\right)dx -$$

$$- \lambda\int_{\Gamma_1} g_1\Gamma_0 u\,d\sigma - \int_\Omega fu\,dx. \qquad (27)$$

Să se determine $\theta \in K$ astfel încît :

$$J(\theta) = \min_{u\in K} J(u).$$

Lema 2.3.1. (a) Mulțimea K este convexă închisă.

(b) Funcționala $J : K \to R$ este convexă, coercivă, derivabilă Gateaux și :

$$\langle J'(\theta),\ u\rangle_{1,\Omega} = \lambda\int_\Omega \operatorname{grad}\theta\cdot\operatorname{grad} u\,dx +$$

$$+\int_\Omega (a\theta^4 + b\theta)u\,dx - \lambda\int_{\Gamma_1} g_1\Gamma_0 u\,d\sigma - \int_\Omega f\cdot u\,dx \qquad (28)$$

Demonstrație

(a) Convexitatea mulțimii K fiind evidentă demonstrăm închiderea.

Fie $\{u_n\} \subset K u_n \xrightarrow{\|\cdot\|_{1,\Omega}} u \Rightarrow u_n \xrightarrow{\|\cdot\|_2} u \Rightarrow$

$\Rightarrow \exists\{u_{ni}\} \subset \{u_n\}$ astfel încît :

$$u_{ni} \xrightarrow{a.p.t} u,\quad u_{ni} \geq \delta_0 \Rightarrow u \geq \delta_0 \quad a.p.t \Rightarrow u \in K$$

(b) Pentru convexitatea funcțională J este suficient să se demonstreze convexitatea funcționalei :

$$\Phi : K \to R \qquad \Phi(u) = \int_\Omega \left(\frac{a}{5}u^5 + \frac{b}{2}u^2\right)dx.$$

Considerînd funcția $g(x) = \frac{a}{5}x^5 + \frac{b}{2}x^2$ cu derivatele $g'(x) = ax^4 + bx$ $g''(x) = 4ax^3 + b$ se obțin $g(x)$ convexă pentru $x \geq -\left(\frac{b}{4a}\right)^{\frac{1}{3}}$, deci, funcționala :

$$\Phi(u) = \int_\Omega g(u)\,dx,$$

este strict convexă pe K. Restul termenilor, care compun funcționala $J(u)$, fiind liniari, rezultă că J este strict convexă pe K.

Se demonstrează coercivitatea funcționalei J adică :

$$J(u) \longrightarrow \infty \text{ cînd } \|u\|_{1,\Omega} \longrightarrow \infty : \qquad (29)$$

$$J(u) \geq \min\left\{\frac{a}{2},\ \frac{b}{2}\right\}\left[\int_\Omega u^2 dx + \int_\Omega |\operatorname{grad} u|^2\,dx\right] + \frac{a}{5}\int_\Omega \delta_\theta^5\,dx -$$

$$-\lambda\left|\int_{\Gamma_1} g_1\cdot\Gamma_0 u\cdot d\sigma\right| - \left|\int_\Omega f\cdot u\,dx\right|, \qquad (30)$$

dar, ținînd seama de (12) reiese că :

$$\left|\int_{\Gamma_1} g_1\cdot\Gamma_0 u\cdot d\sigma\right| \leq \|g_1\|_{-\frac{1}{2}}\cdot\|\Gamma_0 u\|_{\frac{1}{2}} \leq C_2\cdot\|u\|_{1,\Omega},$$

$$\left|\int_\Omega f\cdot u\cdot dx\right| \leq \|f\|_{1,*,\Omega}\cdot\|u\|_{1,\Omega} = C_3\cdot\|u\|_{1,\Omega}.$$

Înlocuind în (30) se obține notînd cu $C_1 = \min\left\{\frac{\lambda}{2},\ \frac{b}{2}\right\}$:

$$J(u) \geq C_1\cdot\|u\|^2_{1,\Omega} - (C_2 + C_3)\cdot\|u\|_{1,\Omega} + \frac{a}{5}\cdot\delta_0^5\cdot\text{măs}(\Omega)$$

de unde rezultă (29).

Teorema 2.3.3. Dacă $a > 0$, $b > 0$ atunci :

(i) Problema (m) admite soluție unică $\theta \in K$ care verifică inecuația :

$$\lambda\int_\Omega \operatorname{grad}\theta\operatorname{grad}(u-\theta)dx + \int_\Omega (a\theta^4 + b\theta)(u-\theta)dx -$$

$$-\lambda\int_{\Gamma_1} g_1\cdot\Gamma_1(u-\theta)dx \geq \int_\Omega f\cdot u dx. \qquad (31)$$

(ii) Problemele (P), (Q), (R), (m) sînt echivalente adică

$$\theta \in (P) \Leftrightarrow \theta \in (Q) \Leftrightarrow \theta \in (R) \Leftrightarrow \theta \in (m). \qquad (32)$$

Demonstrație

(i) Conform lemei (2.3.1) sînt îndeplinite condițiile teoremei (2.2.1), deci inegalitatea (31) rezultă din (13) și (28).

(ii) Fie $\theta \in (R) \Rightarrow \theta \in V(g_0)$. Din (23) rezultă (31) și, conform teoremei (2.2.1), rezultă că $\theta \in (m)$.

— Fie $\theta \in (m)$, rezultă că θ este soluția unică a inecuației (31). Se consideră mulțimea: $U_0 = \{u \in C^\infty(\Omega)/u = 0$ într-o vecinătate a lui $\gamma_0\}$.

Se produce scufundarea densă:

$$U_0 \hookrightarrow V_0 \xrightarrow{\|\cdot\|_{1,\Omega}} V_0. \qquad (33)$$

Dacă $\theta \in K$, atunci pentru $\forall v \in U_0$ există $\varepsilon > 0$ astfel încît $u = \theta + \varepsilon \cdot v \in K$. Înlocuind pe u în (31) și simplificînd cu ε se obține, pentru orice $v \in U_0$:

$$\lambda \int_\Omega \text{grad}\ \theta \cdot \text{grad}\ v \cdot dx + \int_\Omega (a\theta^4 + b\theta) v dx -$$

$$- \lambda \int_{\gamma_1} g_1 \cdot \Gamma_0 v d\sigma \geq \int_\Omega f v dx. \qquad (34)$$

Ținînd seama de (33) rezultă că (34) are loc pentru $\forall\ v \in V_0$ deci:

$$\lambda \int_\Omega \text{grad}\ \theta \cdot \text{grad}\ v dx + \int_\Omega (a\theta^4 + b\theta) v dx -$$

$$- \lambda \int_{\gamma_1} g_1 \Gamma_0\, v d\sigma = \int_\Omega f v dx \ \text{pt} \cdot \forall\ v \in V_0,$$

dar, deoarece $H_0^1(\Omega) \subset V_0$, rezultă că:

$$\lambda \int_\Omega \text{grad} \cdot \theta \cdot \text{grad}\ v dx + \int_\Omega (a\theta^4 + b\theta) v dx -$$

$$- \lambda \int_{\gamma_1} g_1 \Gamma_0 v d\sigma = \int_\Omega f v dx \ \text{pt} \cdot \forall\ v \in H_0^1(\Omega),$$

de unde, procedînd ca la teorema (2.3.2) reiese că $\theta \in (P)$.

3. Concluzii

— Problema rezolvată în 2 poale fi generalizată, luîndu-se în (9), ca termen neliniar în membrul stîng, un polinom de orice grad.

— Metoda folosită în rezolvarea problemei se pretează la aplicarea metodei elementului finit pentru deducerea numerică a soluției.

— Metoda variațională utilizată la problema staționară de la capitolul 2 poate fi aplicată pentru rezolvarea problemei nestaționare.

Bibliografie

[1] *Glowinski, R.* Numerical methods for non-linear variational problems. Tata Institute of fundamental research. Lectures on mathematics and physics. Springer, Verlag 1980.

[2] *Girault, V. Raviart, P.A.* Finite element methods for Navier-Stokes ecuation. Springer-Verlag 1986.

[3] *Lusternik L. A., Sobolev, V. J.* Elements of functional Analysis.

[4] *Erwin Kreyszig.* Introductory functional analysis with aplications.

[5] *Ekeland, I. Roger Temam, R.* Analyse convexe et problèmes variationells.

[6] *Altgauzen, A. P.* ș.a Instalații electrotermice industriale București Ed. Tehnică, 1975.

[7] *Hortopan, Gh.* Aparate electrice. București, Editura Didactică și Pedagogică 1980.

CZ 621.365—529 :681.31—181.48

CUPTOR ELECTRIC
CONDUCERE AUTOMATĂ
MICROCALCULATOR DE PROCES

Considerații privind conducerea automată a cuptoarelor electrice cu arc

GÁBOR DIMÉNY, LÁSZLÓ LEFKOVITS* — TG. MUREȘ

Introducere

Cuptoarele electrice cu arc (CEA) se impun din ce în ce mai mult ca instalații de bază în elaborarea oțelurilor de diferite calități. Fiind instalații mari consumatoare de energie, funcționarea lor în regimuri economice prezintă o importanță deosebită.

Automatizarea CEA, ale oțelăriilor electrice, vizează creșterea productivității cuptoarelor și a oțelăriilor, reducerea consumurilor energetice și de materiale, reducerea consumurilor de materiale refractare, îmbunătățirea calității oțelului elaborat prin respectarea strictă a tehnologiei, reducerea cheltuielilor de întreținere prin creșterea fiabilității etc. Echipamentele de calcul implementate în oțelării, la CEA, pot îndeplini cu succes cerințele unor supravegheri și conduceri automate [1, 2].

Răspîndirea microsistemelor de calcul, care au la bază microprocesoare, a favorizat apari-

* *Diméný G., Lefkovits, L.* ICPE — Filiala Tg. Mureș

ția sistemelor distribuite de conducere. O asemenea configurație s-a reprezentat în figura 1, prezentîndu-se schema-bloc de principiu a automatizării complexe a procesului de elaborare a oțelului la un cuptor cu arc electric, precum și a automatizării unei oțelării cu mai multe cuptoare. Astfel, după cum se poate observa, fiecare cuptor cu arc este deservit de patru microcalculatoare, fiecare avînd sarcini de supraveghere și/sau de comandă. Aceste microcalculatoare reprezintă primul nivel de conducere automată. Coordonarea funcționării microcalculatoarelor, urmărirea și conducerea elaborării oțelului, pe baza modelului termic și metalurgic al procesului, controlul consumurilor energetice etc., îi revine unui calculator de proces, care reprezintă cel de al doilea nivel de conducere automată. Totodată, calculatorul de proces deservește simultan toate cuptoarele din cadrul oțelăriei, asigură legătura cu laboratorul de analiză rapidă, cu alte echipamente de calcul, vizualizează și imprimă evenimentele etc., [3].

Bineînțeles că, numărul microcalculatoarelor poate să fie mai mare sau mai mic decît patru (cum apare în figura 1), în funcție de complexitatea sarcinilor care trebuie îndeplinite de fiecare, cerințe de amplasament, de operare etc. O automatizare de optimizare energetică a CEA pe două nivele, cu ajutorul unui singur microcalculator pe primul nivel, poate realiza cîteva sarcini de supraveghere și de conducere, prevăzute în schema din figura 1 la mai multe microcalculatoare, cum ar fi :

— supravegherea echipamentului electric al cuptorului ;

— supravegherea și conducerea procesului de topire din punct de vedere energetic ;

— urmărirea și conducerea procesului de elaborare a oțelului pe baza modelului termic și metalurgic ;

— asigurarea legăturii cu laboratorul de analiză rapidă.

Pe nivelul ierarhic superior se situează echipamentul de supraveghere a consumurilor energetice (SSCE), care asigură controlul permanent al consumului de energie electrică într-o oțelărie, luarea de decizii corecte în vederea încadrării fiecărui cuptor cu arc și a întregii oțelării în cotele repartizate. O asemenea configurație s-a prezentat în figura 2.

După ce s-au precizat principiile de utilizare a microcalculatoarelor de proces, locul lor în structura de automatizare a cuptorului cu arc, precum și al oțelăriei, în figura 3 se prezintă schema-bloc monofazată de principiu a implementării microcalculatorului „ROBOTOP-01" la un CEA, figura 3.

1. Caracteristicile cuptoarelor cu arc electric

Caracteristicile cuptorului în coordonate P, Q stau la baza analizei domeniului rațional, în care se impun punctele de funcționare [6].

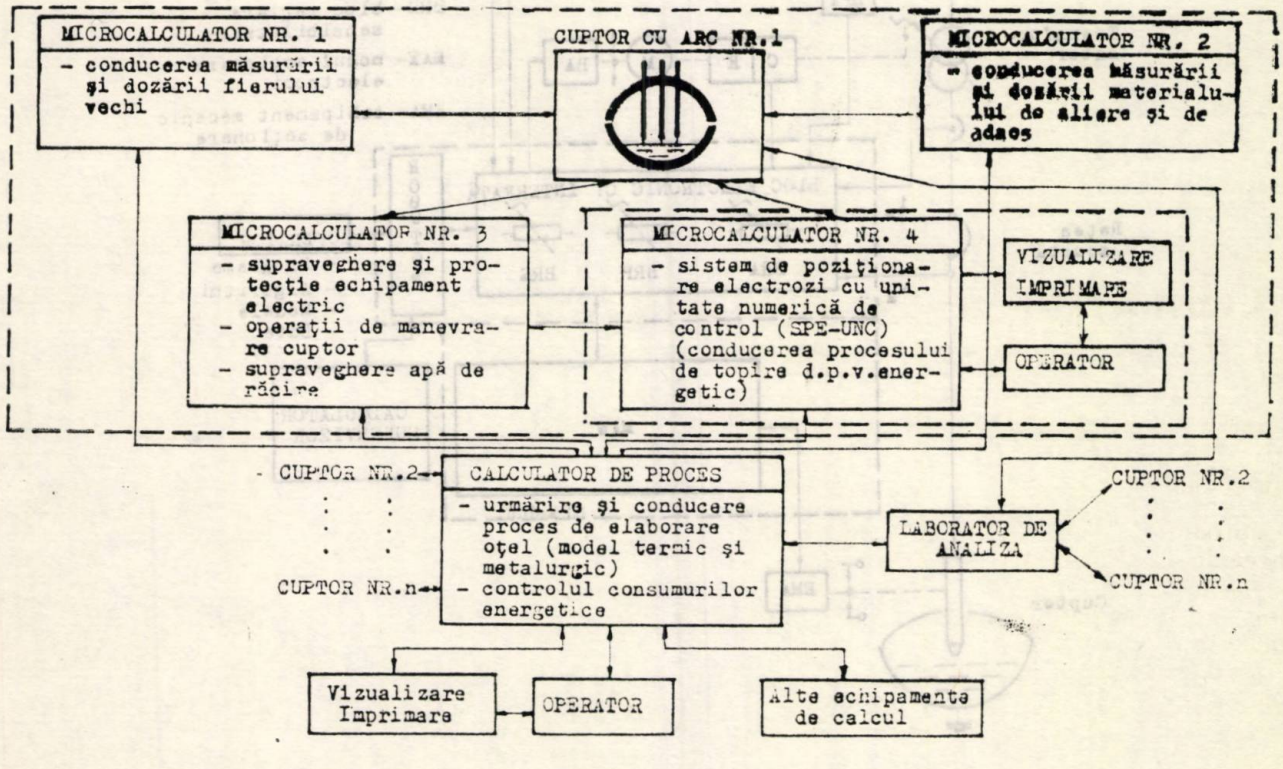
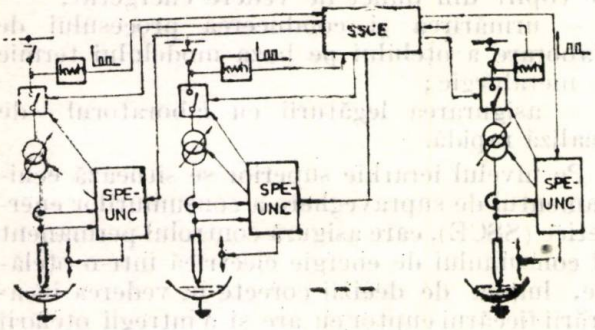


Fig. 1. Schema-bloc de principiu a automatizării complexe a procesului de elaborare a oțelului la cuptorul cu arc electric.

Se descriu relațiile care apar la funcționarea ansamblului cuptor — echipament de reglare, modalitățile prin care se fixează anumite puncte de funcționare în domeniul rațional, delimitat totdeauna la începutul procesului de reglare.



ig. 2. Schema-bloc de principiu a implementării sistemului de supraveghere a consumurilor energetice (SSCE).

În figura 4 se prezintă acest domeniu de funcționare OXYZW, delimitat de cîteva curbe caracteristice ale cuptorului în coordonate P, Q.

Astfel, curba *1* din figură reprezintă puterea aparentă maximă a transformatorului de alimentare, exprimată cu relația (1), unde s-a neglijat puterea deformantă în scopul simplificării calculelor: $S^2 = P^2 + Q^2$. (1)

Curbele *2* și *2'* din figura 4 reprezintă diagramele cercului cuptorului, definite de relația (2) pentru două tensiuni de fază U_f diferite:

$$P^2 + Q^2 - \frac{U_f^2}{X} \cdot Q = 0. \quad (2)$$

Numărul acestor caracteristici este egal cu numărul de trepte de tensiuni secundare.

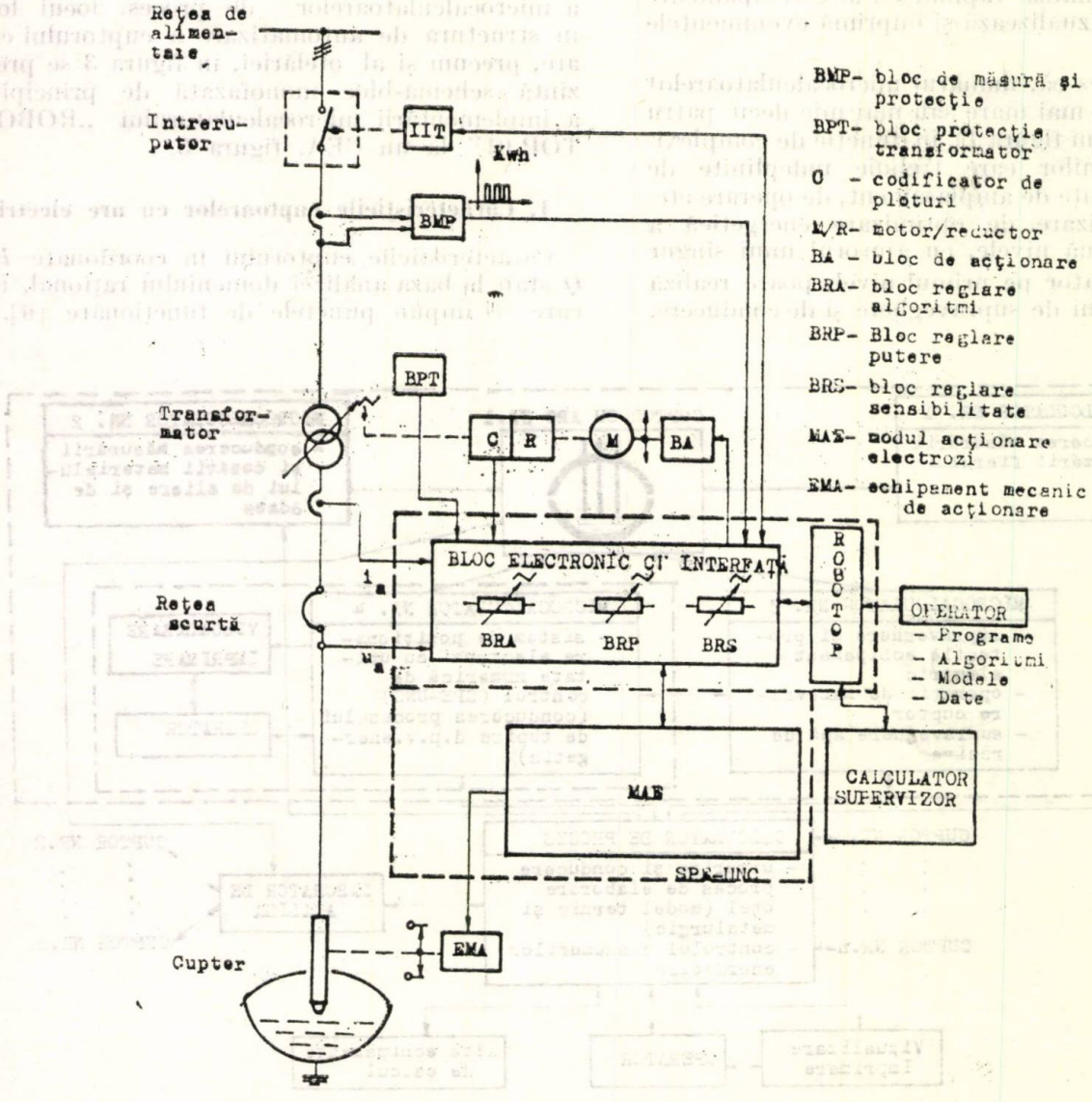


Fig. 3. Schema-bloc de principiu monofazată a implementării echipamentului ROBOTOP-01.

Pe baza datelor experimentale, cu o bună aproximație, pentru simplificarea calculelor, se va presupune că reactanța X este constantă pentru toate treptele de tensiune.

Se menționează că, dacă se ține seama de regimul deformant, relațiile (1) și (2) reprezintă elipse.

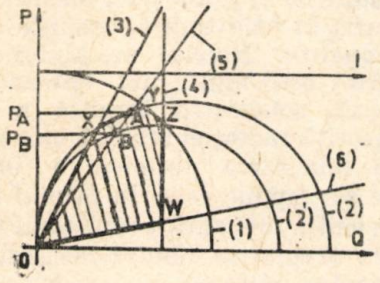


Fig. 4. Domeniu de funcționare a cuptorului cu arc electric

Dreapta *3* din figura 4 este legată de stabilitatea arderii arcului și este reprezentarea funcției (3):

$$P = \frac{(\cos \varphi)_{max}}{1 - (\cos^2 \varphi)_{max}} \cdot Q. \tag{3}$$

Factorul de putere $(\cos\varphi)_{max}$ se determină cu relația (4) având în vedere că raportul $U_a/U_{f\,max}$ depinde de raportul X/R [4]:

$$(\cos \varphi)_{max} = \left[1 - \left(\frac{U_a}{U_{f\,max}}\right)^2\right]^{1/2}. \tag{4}$$

Dreapta *4* din figura 4 reprezintă curentul secundar maxim admisibil al transformatorului de cuptor, bazat pe relația (5):

$$Q = X \cdot I^2. \tag{5}$$

Impedanța arcului Z_a se definește cu relația:

$$Z_a = \frac{U_a}{I} = \left[\frac{U_f^2}{I^2} - X^2\right]^{1/2} - R. \tag{6}$$

După unele transformări relația (2) se poate scrie sub forma (7):

$$P = \frac{Z_a + R}{X} \cdot Q. \tag{7}$$

Caracteristica *5* este reprezentarea grafică a relației (3) pentru o anumită valoare a lui Z_a. Intersecția dreptei *5* cu caracteristicile *2* și *2'* reprezintă punctele de funcționare (A și B) ale cuptorului, având coordonatele de puteri active absorbite P_A și P_B.

În procesul de reglare, cu ajutorul echipamentului de reglare a electrozilor, aceste drepte de tip *5* devin dreptele de reglare ale punctului de funcționare prin prescrierea și menținerea constantă a impedanței arcului Z_a.

Modificarea impedanței Z_a se face după relația (8):

$$Z_a = r \cdot Z_{a0}. \tag{8}$$

Parametrul r depinde de treptele de tensiune secundară a transformatorului și de puterea introdusă în cuptor.

Pentru situația de scurtcircuit impedanța $Z_a = 0$, deci, relația (7) are forma (9):

$$P = \frac{R}{X} \cdot Q. \tag{9}$$

Astfel relația (9) reprezintă dreapta de scurtcircuit real *6*.

Zona OXYZW reprezintă domeniul rațional de funcționare a cuptorului cu arc electric, în care se impun punctele de funcționare pentru diversele faze ale elaborării oțelului. Având în vedere că și în procesul topirii propriu-zise se deosebesc mai multe faze, caracterizate de restricții, limitări și recomandări specifice pentru stabilirea corectă a domeniului de funcționare este necesar să se analizeze fiecare fază a topirii.

În continuare se vor prezenta relațiile care stau la baza calculelor destinate algoritmului delimitării domeniului rațional de funcționare și stabilirii algoritmului de reglare Z_a=const. Pentru ceilalți algoritmi de reglare (I_a = const., U_a = const.) se procedează în mod similar.

Dependența impedanței arcului Z_a de factorul de putere $\cos\varphi$ se arată prin relația (10):

$$Z_a = \frac{\cos\varphi}{1 - \cos^2\varphi} \cdot Z - R. \tag{10}$$

Puterea absorbită pe o anumită treaptă de tensiune secundară, în funcție de Z_a, se exprimă cu formula (11):

$$P = \frac{(R + Z_a) \cdot U_f^2}{X^2 + (R + Z_a)^2}. \tag{11}$$

Din relația (11) se poate deduce puterea introdusă în cuptor prin arc, conform relației (12):

$$P_a = \frac{P}{1 + \dfrac{R}{Z_a}}. \tag{12}$$

Curentul de arc, în funcție de impedanța Z_a, se exprimă prin formula (13):

$$I = \frac{U_f}{(Z_a^2 + 2RZ_a + R^2 + X^2)^{1/2}}. \tag{13}$$

Pentru stabilirea impedanței Z_a limită (minim), aferentă valorii admisibile a curentului I_{ad}, se poate utiliza relația (14):

$$(Z_a)_{min} = \left[\frac{U_f^2}{I_{ad}^2} - X^2\right]^{1/2} - R. \qquad (14)$$

Pe baza [5], coeficientul de uzură relativ R_c' satisface relația (15):

$$R_c' = \frac{U_a^2 \cdot I}{U_f^2 \cdot I_{sc}} = \beta^2 \cdot (1 - \alpha^2 \cdot \beta^2)^{1/2}. \qquad (15)$$

2. Considerații privind topirea metalului în CEA

Studiind procesul tehnologic al topirii metalului în CEA se pot identifica cîteva faze, care se disting prin proprietăți specifice.

Astfel, la începutul topirii, în perioada inițială (faza I), arcurile ard între electrozi și încărcătura solidă în imediata apropiere de căptușeala boltei. Regimul electric nu este stabil, arcurile deseori se întrerup, ducînd la scurtcircuite repetate pentru reaprinderea arcului. Pentru stabilizarea arcului se impune ca factorul de putere să satisfacă relația: $\cos\varphi \leqslant (\cos\varphi)_{max}$, după cum a fost descris la caracteristicile CEA.

Căptușeala boltei este puternic solicitată termic, arcurile ard deschis, o însemnată parte a energiei iradiate cade pe suprafața interioară a boltei. Din acest motiv, pentru puterea dată a arcului care trebuie să fie în apropierea limitei maxim posibile pentru formarea rapidă a puțurilor de sub electrozi, este necesară o tensiune a arcului cît mai redusă, respectiv arcuri scurte pentru reducerea solicitării termice a boltei, care se exprimă prin coeficientul de uzură a căptușelii (R_c).

După trecerea unui anumit timp, sub electrozi, în încărcătură încep treptat să se formeze puțuri în interiorul cărora ard arcurile (faza II). Arcurile sînt închise de către încărcătură, căptușeala este ecranată de șarjă. Este de dorit să se lucreze cu puterea maxim posibilă, putîndu-se lucra și cu arcuri lungi, aproape toată puterea arcului fiind preluată de metal. În această fază condițiile de ionizare a atmosferei devin favorabile arderii și asigură o mai mare stabilitate în ardere, astfel încît restricțiile asupra factorului de putere nu mai sînt atît de severe. Puterea maximă se obține ținînd seama de limitarea în curent: $I \leqslant I_{ad}$ și de limitarea de putere aparentă disponibilă: $S \leqslant S_{ad}$.

Puțurile topite în metalul solid se adîncesc treptat și se dărîmă, vin în atingere cu electrozi, provocînd scurtcircuite. Echipamentul de reglare are sarcina lichidării cît mai rapide a perturbațiilor și restabilirea punctului de funcționare prescrise.

Cu timpul, unele din puțurile topite în încărcătură se pot adînci mult (faza III) și apare pericolul aprinderii vetrei cuptorului, a căptușelii de material refractar, dacă se lucrează în continuare cu putere prea mare. Se reduce deci puterea, supravegherea coeficientului de uzură a căptușelii avînd o importanță sporită.

Ultima fază a topirii (faza IV) este perioada în care puțurile se prăbușesc, bucățile de metal solid se află în baia topită, arcurile ard practic neacoperite. Nivelul metalului (topit în mare parte) este mult mai scăzut decît în prima fază, solicitarea termică a căptușelii cuvei, datorită radiației arcului, este mai accentuată ca solicitarea termică a boltei. Restricția ce se impune este, în primul rînd, pentru coeficientul de uzură a căptușelii refractare. Tensiunea arcului se reduce, asigurînd arcuri scurte pentru puterea impusă a arcului, mai scăzută decît în faza II. Cu această fază se termină topirea și se asigură temperatura necesară pentru metalul topit.

3. Stabilirea punctului de funcționare CEA

Domeniul rațional de funcționare în coordonate P, Q este reprezentat în figura 5 prin suprafața delimitată de conturul OEFDGO. Curbele acestui contur au următoarele semnificații: dreapta OE reprezintă factorul de putere admisibil pentru impedanța limită Z_{alim}; curba EF aparține diagramei cercului 2 pentru tensiunea de fază maximă; curba FD reprezintă puterea aparentă maximă admisibilă, dreapta DG — curentul maxim admisibil; iar segmentul GO aparține dreptei de scurtcircuit.

În ipoteza reglării cu algoritmul de impedanță de arc constant, un punct de funcționare rațional impus (de exemplu C) trebuie să fie în interiorul domeniului OEFDGO și se obține prin rezolvarea sistemului de ecuații (15a), (15b):

$$P^2 + Q^2 - \frac{U_f^2}{X} \cdot Q = 0, \qquad (15a)$$

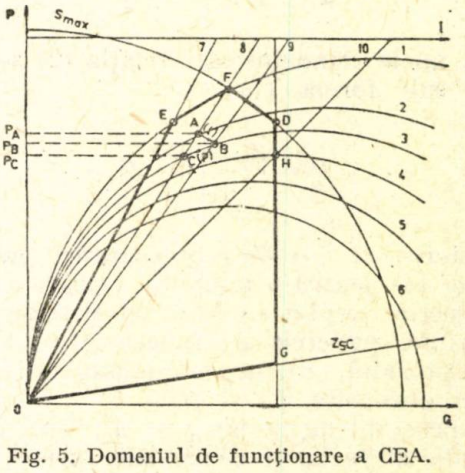


Fig. 5. Domeniul de funcționare a CEA.

$$P = \frac{Z_a + R}{X} \cdot Q, \qquad (15b)$$

unde ecuația (15a) reprezintă diagrama cercului pentru tensiunea de fază U_f (curbele *1*, *2*,...,*6* din figura 5), iar relația (15b) definește dreapta de reglare după impedanță (dreptele *7*....*10* din figura 5).

Modificarea valorii impuse a puterii active absorbite de cuptor se realizează în trepte, prin modificarea impedanței impuse a arcului, adică prin modificarea tensiunii secundare de alimentare (tranziție $A \rightarrow C$), sau cvazicontinuu prin modificarea impedanței de arc impuse (tranzația $B \rightarrow C$). Astfel, deci o deplasare a punctului de funcționare din A în punctul C se poate realiza prin modificarea treptei de transformator t și a treptei de putere p în următoarea dublă tranziție: $A \xrightarrow{t} B \xrightarrow{p} C$ (reprezentată și în figura 5).

În procesul de topire a metalului putîndu-se deosebi mai multe faze distincte,caracterizate prin cerințe tehnologice diferite, pentru fiecare dintre aceste faze se delimitează un domeniu rațional de funcționare, cu ajutorul unui algoritm, respectiv se stabilesc punctele de funcționare optime [8].

În continuare se va arăta modul în care punctul de funcționare se deplasează față de cel prescris, în funcție de algoritmul de reglare utilizat la poziționarea electrozilor, precum și în funcție de regimul deformant, al cărui efect scade de la începutul topirii spre sfîrșit [7].

Se va analiza pentru început algoritmul de reglare $Z_a = \text{const.}$, caz în care echipamentul de poziționare a electrozilor menține constant raportul $\frac{U_a}{I_a} = Z_a$.

Considerînd schema monofazată echivalentă a cuptorului [6] se poate scrie:

$$I_a = \frac{U_f}{C_I}, \qquad (16)$$

unde:

$$C_I = (R + Z_a)^2 + X^2 = \text{const.} \qquad (17)$$

Rezultă că variația tensiunii de alimentare produce o variație de curent de arc, deci o modificare a puterii de arc.

Puterea degajată în arc se exprimă prin formula (18):

$$P_a = C_p \cdot U_f^2, \qquad (18)$$

unde:

$$C_p = \frac{R_a}{X^2 + (R + R_a)^2} = \text{const.} \qquad (19)$$

Puterea arcului depinde de U_f^2, rezultînd de aici că, în cazul algoritmului de $Z_a = \text{const}$, modificările de tensiune de alimentare provoacă abateri de putere de arc proporționale cu pătratul tensiunii de alimentare.

Pentru cazul algoritmului de reglare $I_a = \text{const}$ expresia puterii active degajate în arc are forma relației (20):

$$P_a = (U_f^2 \cdot I_a^2 - X^2 \cdot I_a^4)^{1/2} - R \cdot I_a^2. \qquad (20)$$

Pentru cazul algoritmului de reglare $U_a = \text{const}$ se vor folosi relațiile (21):

$$(X^2 + R^2)I^2 + 2U_a \cdot R \cdot I + U_a^2 - U_f^2 = 0,$$

$$P_a = U_a \cdot I. \qquad (21)$$

Reprezentarea grafică a modificării puterii active absorbite de cuptor și a puterii degajate în arc, pentru algoritmii de reglare enumerați, se prezintă în figura 6.

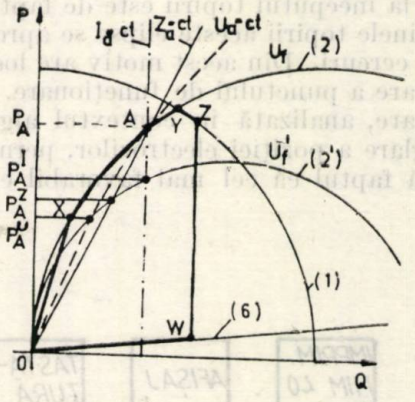


Fig. 6. Dependența punctului de funcționare de algoritmii de comandă.

Semnificația curbelor caracteristice este similară cu cea din figura 4. Caracteristicile algoritmilor de reglare au la bază următoarele relații: $I = \text{const}$, după relația (22):

$$Q = X \cdot I_a^2 = \text{const.}, \qquad (22)$$

$Z_a = \text{const}$,

după relația (23): $P = \frac{R + Z_a}{X} \cdot Q, \qquad (23)$

$U_a = \text{const}$.

după relația (24): $P = \frac{R}{X} \cdot Q + \frac{U_a}{X} \cdot \sqrt{Q}. \qquad (24)$

Punctul de funcționare impus pentru caracteristica cercului, corespunzătoare lui U_f, este punctul A, căruia îi corespunde puterea absor-

bită P_A.

Tensiunea de alimentare modificîndu-se de la valoarea U_f la valoarea $U'_f < U_f$, acest punct de funcţionare se deplasează după cum este indicat în figura 6:

$$P_A^U < P_A^Z < P_A^I, \text{ respectiv,}$$

$$\Delta P_A^I < \Delta P_A^Z < \Delta P_A^U. \quad (25)$$

Sau după scăderea pierderilor electrice corespunzătoare, pentru puterile arcului în mod similar.

Se deduce astfel că practic pentru curenţi mai mici ca I_{amax} algoritmul cel mai convenabil este $I_a = \text{const.}$

Pentru domeniul curenţilor $I_a > I_{amax}$ inegalităţile devin inversate, situaţie care, în cazul cuptoarelor normale, nu apare.

Regimul deformant este prezent mai accentuat la începutul topirii şi scade treptat spre sfîrşit. În acest sens se reaminteşte că diagrama cercului, în prezenţa unui puternic regim deformant, la începutul topirii este de fapt o elipsă. Spre finele topirii aceste elipse se apropie treptat de cercuri. Din acest motiv are loc şi aici o deplasare a punctului de funcţionare. Această deplasare, analizată în contextul algoritmului de reglare a poziţiei electrozilor, permite să se deducă faptul că cel mai favorabil este $I_a =$ constant, în acest caz producîndu-se cea mai mică abatere de putere a arcului [7].

4. Funcţiile microcalculatorului de proces

Posibilităţile oferite de microsistemele de calcul, în scopul realizării unor funcţiuni de supraveghere şi de conducere, sînt cunoscute [1, 2].

Se prezintă principalele facilităţi concepute pentru microcalculatorul de proces, destinat supravegherii şi conducerii procesului de topire şi elaborare a oţelului la cuptorul cu arc electric

— supravegherea instalaţiei electroenergetice şi de automatizare a cuptorului (întrerupător de î.t., transformator, echipamentul de poziţionare etc.), realizînd intervenţii pe baza unui algoritm;

— supravegherea fazelor ulterioare topirii (oxidare, aliere etc.), oferind un mod de lucru conversaţional cu operatorul şi cu laboratorul de analiză rapidă;

— urmărirea proceselor de elaborare (care se realizează de către un operator priceput), memorîndu-se secvenţele de comandă sub forma unui program care se stochează în memorie;

— conducerea procesului de elaborare a oţelului pe baza programelor stocate în memorie;

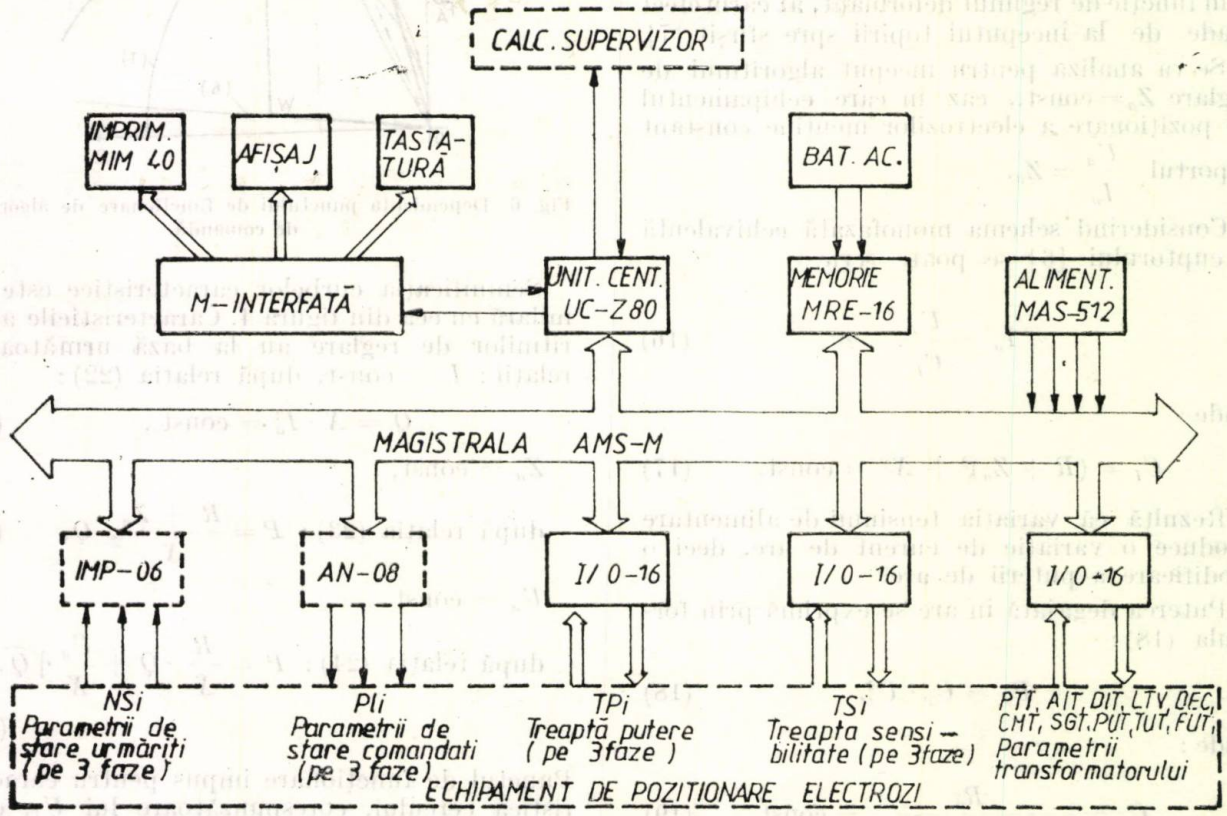


Fig. 7. Schema-bloc constructivă a microcalculatorului ROBOTOP-01.

— delimitarea domeniului raţional de funcţionare din punct de vedere energetic pe baza algoritmului şi a datelor furnizate. Totodată, menţinerea unui punct de funcţionare optim din domeniul de funcţionare, cu diverşi algoritmi de reglare (selectaţi corespunzător) şi cu adaptarea dinamicii echipamentului (trepte de sensibilitate, amplificarea globală a buclei de reglare) la cerinţele impuse de tehnologie;

— realizarea unui jurnal de tehnologie, imprimîndu-se evenimentele şi ora la care s-au produs;

— conducerea adaptivă a procesului de topire şi elaborarea oţelului pe baza parametrilor de stare, identificînd fazele procesului, dispunînd de modelul termic al cuptorului, de modelul metalurgic al procesului, respectiv de un algoritm adecvat;

— funcţionarea ierarhic-subordonată unui echipament de supraveghere a consumurilor de energie din cadrul oţelăriei sau a unui minicalculator de proces central.

Schema-bloc constructivă a microcalculatorului de proces (ROBOTOP-01) este prezentată în figura 7. Acesta este format dintr-un microsistem de calcul cu module din familia MULTIPROM bazat pe microprocesorul Z—80, unităţi de interfaţă şi echipamente periferice (tastatură, afişaje, imprimantă matriceală).

5. Rezultate experimentale

Sistemul de poziţionare electrozi cu microcalculator de proces este montat pe un CEA cu o capacitate de 20 tone, tip DSP-20, alimentat de la un transformator tip ETTPK-13500/10, cu o putere aparentă nominală de 8 MVA şi curent nominal secundar de 16,3 kA. Tensiunea secundară de fază se poate modifica în 12 trepte în domeniul (67...187) Vca. Experimentările s-au făcut în cadrul unui contract de cercetare cu Combinatul Siderurgic Hunedoara.

6. Notaţii folosite în text

$\cos\varphi$ — factorul de putere al instalaţiei cuptorului;

I_a — valoarea efectivă a curentului de arc;

I_{ad} — valoarea admisibilă a curentului de arc;

I_{sc} — valoarea curentului de scurtcircuit ideal al cuptorului;

P — puterea activă pe fază absorbită de cuptor;

P_A — puterea degajată în arc (pe fază);

ΔP_{YA} — abaterea de putere activă absorbită faţă de punctul A în funcţie de algoritmul de reglare Y (pe fază);

Q — puterea reactivă pe fază absorbită de cuptor;

r — parametrul de modificare a coeficientului unghiular al dreptei de reglare;

R — rezistenţa totală a instalaţiei cuptorului (pe fază);

R'_c — coeficientul de uzură relativă a căptuşelii de refractare;

S — puterea aparentă a transformatorului de cuptor (pe fază);

U_a — valoarea efectivă a tensiunii de arc;

U_f — valoarea efectivă a tensiunii de fază secundară a transformatorului;

Z_a — impedanţa arcului;

Z_{a0} — valoarea iniţială a impedanţei arcului;

X — reactanţa inductivă a instalaţiei cuptorului (pe fază);

α — coeficient care ţine seama de gradul de deformare a curentului şi de regimul electric;

β — tensiunea relativă de arc.

Bibliografie

[1] *Călin, S.*, ş.a. Reglarea numerică a proceselor tehnologice Editura Tehnică Bucureşti 1984.

[2] *Suciu, M.* ş.a. Microprocesoare, microcalculatoare şi roboţi în automatizări industriale. Editura Tehnică, Bucureşti 1986.

[3] *Schunk, E. Köhle S.* Application of micro and procses computers for electric arc furnaces. În: Metalurgical Plant and Tehnology, Nr. 2/1984 p. 40—47.

[4] *Dimény G. Balázs, M.* Consideraţii asupra arcului electric pentru topirea oţelului. În: Lucrările ICPE. Nr. 36/1986, p. 46—55.

[5] *Gitgartz, D. A.* Avtomatizaţia plavilnih electropecei s primeneniem micro EVM. Electroatomizdat Moscva 1984.

[6] *Comşa D.*, ş.a. Electrotermie. EDP, Bucureşti, 1979.

[7] *Kurbiel, A*, Einfluss vershidener Eingenschaften des elektrodenregelung auf den Betrieb von Lichtbogen öfen. Elektrowärme Int. B, 1986, dec., p. B267—B271,

[8] *Szentgyörgyi, V., Dimény, G.* Application of microcom puters at electric arc furnace control. În: Procedings o. the Conference on Optimization, Univ. Braşov, 1987.

CZ 621.365.2 : 621.3.018.3

REGIM DEFORMANT
CUPTOR ELECTRIC CU ARC
SIMULARE NUMERICĂ

Asupra regimului deformant la cuptoarele electrice cu arc

MIHAI BALÁZS* — TG. MUREȘ

Introducere

În studiul simplificat al circuitului de forță al cuptorului cu arc electric se admite, în general, ipoteza variației sinusoidale a curentului prin arc. Astfel, se asigură operativitatea ridicării curbelor și diagramelor caracteristice cuptorului, dar prin neglijarea efectelor regimului deformant [1] în evaluarea cantitativă a parametrilor energetici [2] (puteri active, reactive, factor de putere etc.), apar niște erori. Analiza circuitului în ipoteza „curenților mari" [3] arată că, în regim permanent, forma curentului de arc se poate obține prin însumarea unei unde sinusoidale cu o formă exponențială.

În lucrare se prezintă o metodă de evaluare cantitativă a erorilor care apar prin neglijarea regimului deformant. Se prezintă schema logică a programului pentru calculul mărimilor caracteristice regimului permanent, nesinusoidal, fiind date rezultate specifice unor cuptoare din familia celor de capacitate mică (3 t), respectiv medie (20 t). Se delimitează domeniul valabilității teoriei regimului (cvasi) sinusoidal și se evaluează numeric valorile caracteristice regimului pentru domeniul de funcționare. Influența parametrilor ciruitului de forță (rezistență, reactanță) asupra regimului deformant se prezintă sub formă de grafice.

1. Studiul regimului deformant asistat de lcalculator

În ipoteza regimului permanent periodic nesinusoidal, la producerea puterilor active și reactive participă numai armonicile curentului și tensiunii de același ordin [4]. În urma analizei armonice a curentului de arc [3] se obține valoarea efectivă a fundamentalei I_1 și defazajul φ_1 dintre acesta și tensiunea de alimentare U_1. Astfel, puterea activă P, puterea reactivă Q, puterea aparentă S și puterea deformantă D pe fază se calculează cu formulele (1)...(5), unde U_{ef} și I_{ef} reprezintă valoarea efectivă a tensiunii, respectiv a curentului:

$$P = U_1 I_1 \cos\varphi_1, \tag{1}$$

$$Q = U_1 I_1 \sin\varphi_1, \tag{2}$$

$$S_1 = U_1 I_1, \tag{3}$$

$$S = U_{ef} I_{ef}, \tag{4}$$

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2}. \tag{5}$$

* *Balázs*. M. — ICPE — Filiala Tg. Mureș.

Reprezentarea geometrică a relațiilor (1)... (5) s-a efectuat în figura 1. Se observă că din punct de vedere matematic, considerarea regimului deformant este echivalentă cu creșterea puterii reactive de la valoarea Q la valoarea Q'. În studiul circuitului de forță aceaste creșteri înseamnă introducerea unei reactanțe suplimentare de calcul, generată de armonicile superioare existente.

În triunghiul cu laturile P, Q' și S se poate defini factorul de putere $K = \cos\varphi_3 = P/S$, caracteristic regimului nesinusoidal. Pentru des-

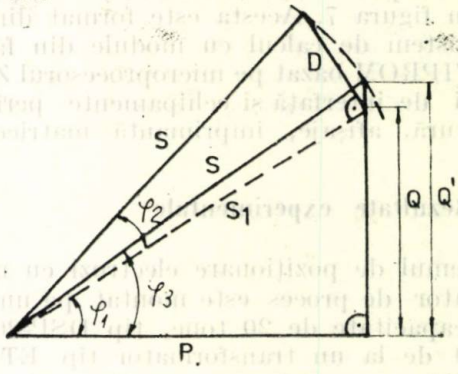


Fig. 1. Poligonul puterilor.

crierea formei curentului se utilizează coeficienții: de formă — K_f, de vîrf — K_v și de distorsiune — K_d, iar regimul se caracterizează prin factorul de putere K, factorul reactiv ρ_1, factorul deformant τ și creșterea puterii aparente ρ [4].

Programul de simulare numerică (avînd schema logică din figura 2) calculează coeficienții enumerați în ipoteza cunoașterii reactanței X și rezistenței R totale pe faze, raportate la secundarul transformatorului de alimentare, tensiunii secundare de fază U_f și tensiunii de arc U_a. Tensiunea de arc se poate măsura, se poate calcula din formule emiprice [5], sau se poate estima domeniul de variație posibilă. Cu ajutorul acestor date se calculează valoarea curentului de arc I_a în N puncte pe durata unei perioade, se verifică dacă apare fenomenul de conducție întreruptă, se calculează amplitudinea I_{max} a curentului. Calculul valorii efective I_{ef} și medii I_{med} se efectuează prin integrări numerice asigurînd o precizie

prestabilită. Puterile și coeficienții calculați se afișează și se memorează în vederea prelucrării grafice ulterioare. Programul permite modificarea parametrilor în regim conversațional și oferă posibilitatea simulării unui reglaj de putere activă absorbită de cuptor de tip „tensiune constantă".

2. Rezultate

Din familia cuptoarelor existente în țară s-a ales un cuptor de capacitate mică (3 t) și unul de capacitate medie (20 t) ambele fiind de tip DSP. Rezultatele calculelor sînt reproduse în figura 3. Curentul de arc se poate considera sinusoidal dacă valoarea coeficientului de distorsiune K_d este sub limita critică de 5%, peste această valoare regimul devine deformant [1].

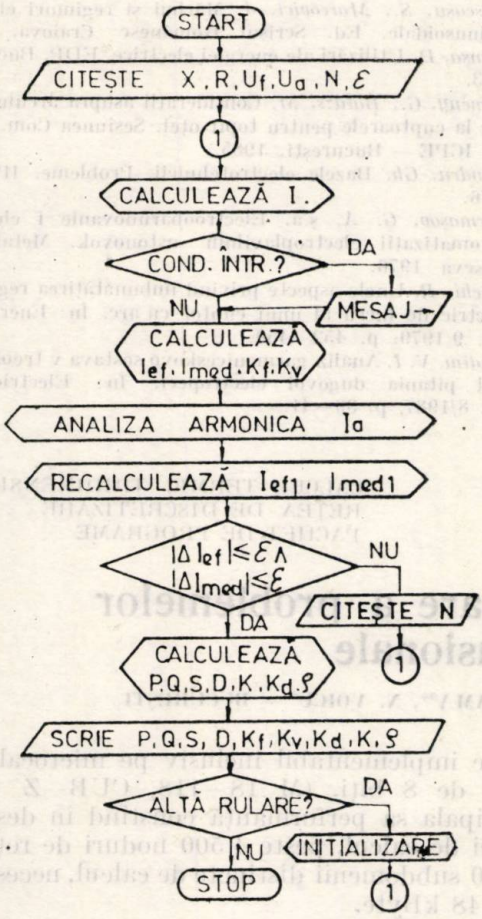


Fig. 2. Schema logică a programului.

În practică, funcționarea cuptorului are loc undeva în jurul limitei arderii continue, domeniu în care coeficientul de distorsiune se apropie de valoarea de 20%, factorul de vîrf crește de la valoarea de 1,41 (valabil pentru regimul sinusoidal) la 1,55, iar factorul de formă atinge valoarea de 1,20. Factorul de putere se apropie de valoarea de 0,7, avînd loc o mărire pronunțată pentru creșterea puterii aparente.

În timpul procesului de topire are loc modificarea reactanței totale X prin introducerea sau scoaterea unor reactanțe suplimentare în

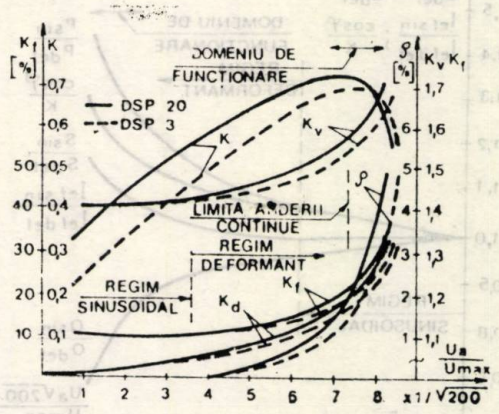


Fig. 3. Variația coeficienților K_d, K_f, K_v și a factorilor K și ρ în funcție de tensiunea de arc.

primarul transformatorului, simultan cu modificarea treptei de tensiune, sau într-o măsură mult mai, mică prin modificarea poziției relative a conductoarelor rețelei scurte în timpul reglajului. Încălzirea căilor de curent are ca efect o ușoară modificare a rezistenței totale.

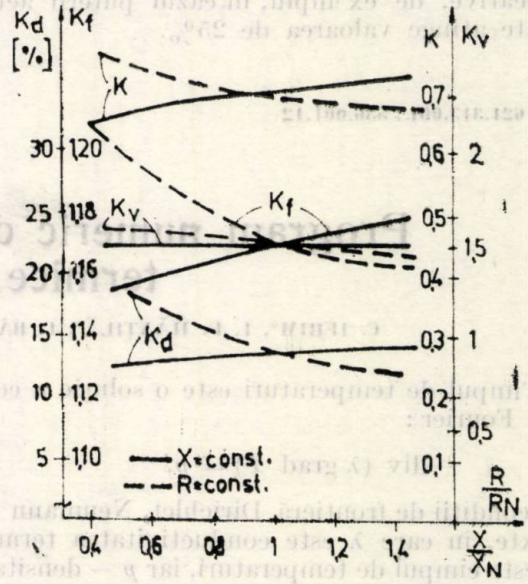


Fig. 4. Variația factorilor K, K_f, K_v și K_d cauzată de modificarea reactanței sau rezistenței totale.

Implicațiile acestor modificări au fost reprezentate în figura 4, unde se evidențiază tendința contrară de modificare a parametrilor cu creșterea reactanței, respectiv cu creșterea rezistenței.

Pentru a evalua eroarea introdusă prin neglijarea efectului deformant în figura 5 s-au prezentat raporturile de puteri în regim sinusoidal/

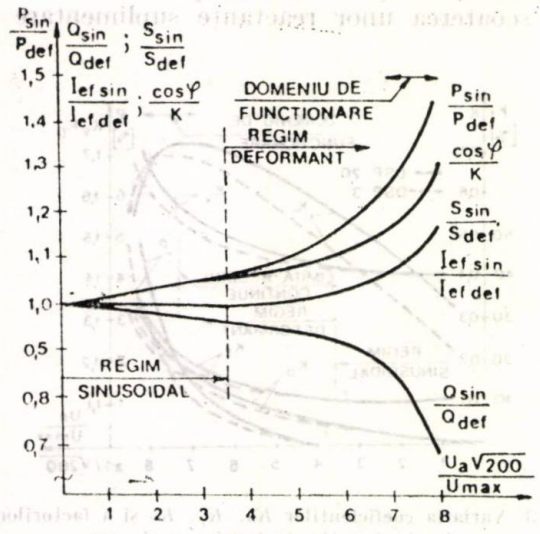


Fig. 5. Erorile relative datorate neglijării regimului deformant.

puteri în regim deformant, funcţie de tensiunea de arc relativă. În domeniul de funcţionare erorile sînt pozitive, rezultatele calculelor efectuate în ipoteza regimului sinusoidal sînt supraestimate, cu excepţia puterii reactive, unde eroarea are semn negativ. Diferenţele sînt semnificative, de exemplu, în cazul puterii active poate atinge valoarea de 25%.

3. Concluzii

Caracteristicile de funcţionare ale cuptorului (diagrama cercului, puteri, factorul de putere etc.), ridicate în ipoteza regimului sinusoidal sînt afectate de erori datorită neglijării efectelor regimului deformant. Coeficientul de distorsiune, chiar în ipoteza neglijării nesimetriei arcului şi a arderii continue, atinge valoarea de 14...15%, ceea ce implică o supraestimare a puterii active (de ex. cu circa 25%). Din figura 3 şi din măsurătorile practice [6, 7] se observă însă că acest coeficient de distorsiune poate atinge valori şi mai ridicate (21...47%), astfel că un studiu pretenţios implică atît considerarea regimului deformant la ridicarea caracteristicilor de funcţionare, cît şi verificarea lor experimentală.

Bibliografie

[1] *Pașcașu, S., Marcovici, J.* Mărimi şi regimuri electrice nesinusoidale. Ed. Scrisul Românesc Craiova, 1974.
[2] *Comșa, D.* Utilizări ale energiei electrice. EDP, Bucureşti, 1973.
[3] *Diméný, G., Balázs, M.* Consideraţii asupra arcului electric la cuptoarele pentru topit oţel. Sesiunea Com. Tehn. Şt. ICPE — Bucureşti, 1985.
[4] *Mindru, Gh.* Bazele electrotehnicii. Probleme. IPCN — 1976.
[5] *Farmașov, G. A.* ş.a. Electroobarudovanie i elementi avtomatizații electroplavilnih ustonovok. Metalurgia, Moscva 1976.
[6] *Sfichi, R.* Unele aspecte privind îmbunătăţirea regimului electric de lucru al unui cuptor cu arc. În: Energetica, Nr. 9/1979, p. 452—459.
[7] *Gudim, V. I.* Analiz garmoniceskovo sostava v treohfazno seti pitania dugovoi electropeci. În: Electricestvo, Nr. 8/1987, p. 39—41.

CZ 621.313.001 : 536.001.12

CALCUL TERMIC TRIDIMENSIONAL
REŢEA DE DISCRETIZARE
PACHET DE PROGRAME

Program numeric de rezolvare a problemelor termice tridimensionale

C. IFRIM*, I. F. HĂNŢILĂ*, I. BÂRSAN**, G. GRAMA**, N. VOICU* — BUCUREŞTI

Cîmpul de temperaturi este o soluţie a ecuaţiei Fourier:

$$-\text{div}\ (\lambda\ \text{grad}\ T) = p, \qquad (1)$$

cu condiţii de frontieră Dirichlet, Neumann sau mixte, în care λ este conductivitatea termică, T este cîmpul de temperaturi, iar p — densitatea de volum a surselor termice.

Lucrarea îşi propune prezentarea unei metode de calcul numeric, elaborată în vederea rezolvării ecuaţiei (1) în configuraţii geometrice tridimensionale, cu ajutorul unui pachet de programe implementabil inclusiv pe microcalculatoare de 8 biţi. (M 18—118, CUB—Z etc.), principala sa performanţă constînd în desimea reţelei de calcul, peste 4 500 noduri de reţea şi 32 000 subdomenii distincte de calcul, necesitînd doar 48 kByte.

Principalele dificultăţi constau în abordarea acestei probleme de mare complexitate cu ajutorul unei metode care să permită, pe de o parte, implementarea pe calculatoare cu memorie de pînă la 64 kByte, iar pe de altă parte, timpul de calcul necesar să fie cît mai redus. S-a pornit de la aceste premize pentru a putea oferi pachetul de programe unei foarte largi categorii de utilizatori, care folosesc microcalculatoare de 8 biţi. Răspîndirea din ce în ce mai largă a

* Institutul Politehnic Bucureşti.
** Institutul de Cercetare Ştiinţifică şi Inginerie Tehnologică pentru Electrotehnică — ICPE — Bucureşti.

microcalculatoarelor compatibile IBM—PC conferă pachetului de programe TRIMAG performanțe în privința densității rețelei și a timpului de rulare sensibil sporite.

Inițial, pachetul de programe a fost dezvoltat pentru problemele de cîmp magnetic — TRIMAG.

Pachetul de programe TRIMAG este utilizabil sub sistemul de operare CP/M. Este scris în limbajul FORTRAN, avînd o caracteristică esențială : alocarea dinamică a memoriei, permițînd utilizarea optimă a microcalculatoarelor caracterizate prin memorie alocabilă redusă (64 kByte).

Programele sînt conversaționale, necesitînd cunoștințe minime pentru utilizarea cu succes a acestui instrument de calcul în aplicații de determinare a distribuțiilor de cîmp eletromagnetic staționar. Deși în această variantă mesajele se referă la mărimi magnetice, TRIMAG este utilizabil și la determinarea distribuțiilor de cîmp electric și termic, staționare.

Algoritmul de rezolvare are la bază metoda diferențelor finite în coordonate cilindrice, distribuția de cîmp fiind obținută din distribuția potențialului magnetic scalar V_m :

$$-\text{div}\ (\mu \text{grad}\ V_m) = \rho_m, \qquad (2)$$

cu condițiile de frontieră Dirichlet și Neumann, în care μ este permeabilitatea magnetică, iar ρ_m este sarcina magnetică fictivă ce rezultă din componența densității de curent J.

S-a ales metoda diferențelor finite deoarece este optimă în privința memorării parametrilor ce definesc o rețea cu densitate ridicată. Astfel, aplicarea acestei metode conduce la construirea unei matrice ciclice de ordinul 2 cu maximum 6 elemente nenule pe linie. Astfel, matricea de iterare poate fi partiționată sub forma prezentată în figura 1.

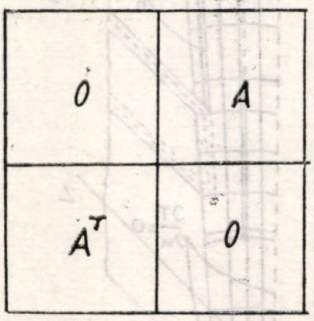


Fig. 1. Matricea de iterare.

Această particularitate a matricei conduce la împărțirea nodurilor rețelei în două clase caracterizate de următoarea proprietate : nodurile aparținînd unei clase sînt invecinate numai de noduri din cealaltă clasă. Fie P, respectiv Q, denumirea atribuită, pentru exemplificare, nodurilor din cele două clase (fig. 2) : vecinii nodurilor de tip P sînt de tip Q, iar ai celor de tip Q, sînt de tip P.

TRIMAG este compus din următoarele programe :

a) INDATOO — program pentru introducerea configurației geometrice a domeniului de calcul al mediilor ;

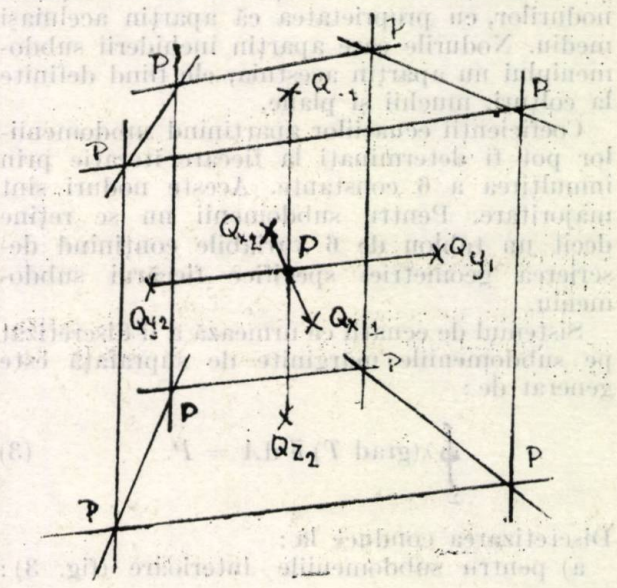


Fig. 2. Clasele de noduri P și Q.

b) PRELDATO — program de prelucrare a datelor introduse ;

c) DIRIOO — program pentru introducerea frontierelor Dirichlet și de inițializare a valorilor de pornire pentru potențiale și polarizații ;

d) ITERATO — program de rezolvare iterativă a problemelor liniare.

Cu aceste programe se obține distribuția potențialului magnetic scalar V, ele putînd fi utilizate la determinarea oricărui tip de cîmp staționar.

Rezolvarea se face iterativ. Sînt parcurse nodurile dintr-o clasă, iar apoi cele din cealaltă clasă. În acest fel este, deci, permisă o alegere de regulă de parcurgere a nodurilor aparținînd aceleiași clase.

Domeniul de calcul tridimensional este împărțit în colțuri, muchii, plane și subdomenii, elementul față de care sînt definite, acestea fiind nodul de rețea.

Colțul se definește ca fiind un nod aflat la intersecția a două sau mai multe medii, cu proprietatea că poate avea, în cei opt octanți din jurul lui, opt medii diferite.

Muchia se definește ca fiind mulțimea nodurilor aflate la intersecția a două sau mai multe medii, cu proprietatea că poate avea în cele patru cadrane din jurul ei patru medii diferite, aceleași pentru toate nodurile aparținînd unei muchii. Se observă că, nodurile de la capetele muchiei nu îi aparțin, acestea fiind colțuri.

Planul se definește ca fiind mulțimea nodurilor aflate la intersecția a două medii diferite,

aceleași pentru toate nodurile aparținînd unui plan. Nodurile care aparțin colțurilor și muchiilor ce formează conturul planului nu aparțin planului, acestea fiind definite la colțuri și muchii.

Subdomeniul se definește ca fiind mulțimea nodurilor, cu proprietatea că aparțin aceluiași mediu. Nodurile care aparțin închiderii subdomeniului nu aparțin acestuia, ele fiind definite la colțuri, muchii și plane.

Coeficienții ecuațiilor aparținînd subdomeniilor pot fi determinați la fiecare iterație prin înmulțirea a 6 constante. Aceste noduri sînt majoritare. Pentru subdomenii nu se reține decît un tablou de 6 variabile conținînd descrierea geometriei specifice fiecărui subdomeniu.

Sistemul de ecuații ce urmează a fi discretizat pe subdomeniile mărginite de suprafață este generat de :

$$\oint_{\Sigma} \lambda(\text{grad } T)\,\vec{n}\,dA = P. \tag{3}$$

Discretizarea conduce la :

a) pentru subdomeniile interioare (fig. 3) :

$$\lambda_{I}\frac{T_0 - T_1}{\Delta y_1}\cdot\frac{\Delta x_5}{2}\cdot\frac{\Delta Z_3}{2} + \lambda_{II}\frac{T_0 - T_1}{\Delta y_1}\cdot\frac{\Delta z_6}{2}\cdot\frac{\Delta x_5}{2} + \ldots + \lambda_{VI}\frac{T_0 - T_6}{\Delta z_6}\cdot\frac{\Delta x_5}{2}\cdot\frac{\Delta y_4}{2} = P_{\Sigma}, \tag{4}$$

unde $\lambda_I, \lambda_{II}, \ldots \lambda_{VI}$ sînt conductivitățile termice ale subdomeniilor;

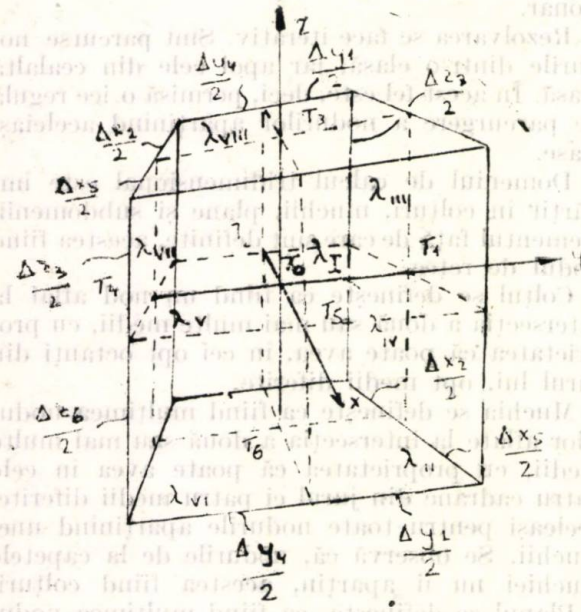


Fig. 3. Elementele rețelei de discretizare.

b) pentru subdomenii cu condiție de frontieră mixtă (fig. 4) :

$$\alpha(T - T_e) + \frac{T_1 - T_2}{\Delta_2}\lambda S_2 + \frac{T_1 - T_7}{\Delta_7}\lambda S_7 + \frac{T_1 - T_4}{\Delta_4}\cdot\lambda S_4 + \frac{T_1 - T_3}{\Delta_3}\lambda S_3 + \frac{T_1 - T_6}{\Delta_6}\lambda S_6 = P_{\Sigma}. \tag{5}$$

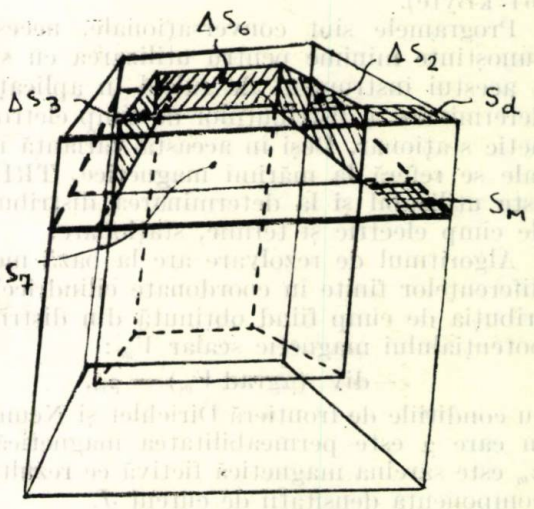


Fig. 4. Tehnica de dublare a suprafeței de frontieră cu condiții mixte.

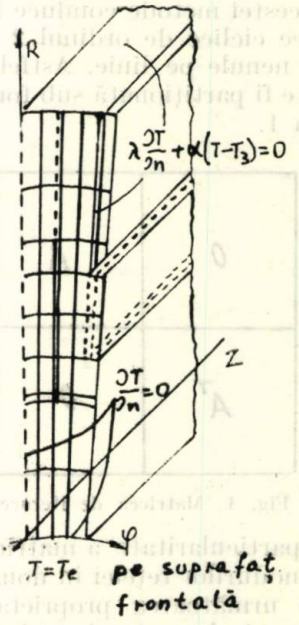


Fig. 5. Discretizarea barei rotorice.

În vederea rulării acestei probleme cu pachetul de programe TRIMAG se practică următoarea tehnică (fig. 4) de echivalare a con-

diţiilor de frontieră mixtă, cu codiţii de frontieră Dirichlet. Astfel, suprafaţa de frontieră cu codiţie mixtă, S_m în figura 4, se dublează cu o altă suprafaţă, S_d în figura 4, distanţată cu δ, iar mediul dintre cele două suprafeţe se consideră a avea o conductivitate termică λ_f, ce urmează a fi determinată. Prin discretizare ecuaţia (3) devine :

$$\frac{T_1 - T_e}{\delta}\lambda_f S_e + \frac{T_1 - T_2}{\Delta_2}\lambda(S_2 + \Delta S_2) +$$

$$+\frac{T_1 - T_7}{\Delta_7}\lambda(S_7 + \Delta S_7) + \frac{T_1 - T_4}{\Delta_4}\lambda S_4 +$$

$$+\frac{T_1 - T_3}{\Delta_3}\lambda(S_3 + \Delta S_3) + \frac{T_1 - T_6}{\Delta_6}\lambda(S_6 + \Delta S_6) = P_\Sigma$$

$$\alpha,\ \delta,\ S_e \to \lambda_f. \qquad (6)$$

Rezultate numerice

Experimentările au fost efectuate pe un model fizic de bară rotorică cu răcire directă a unui turbogenerator, pentru patru valori ale puterii disipate :

$$P_A = 408\ W,\ P_B = 1\,108\ \text{W},\ P_C = 1\,924\ \text{W},$$

$$P_D = 4\,132\ \text{W},$$

pentru care corespund densităţile de curent :

$$J_A = 1{,}400\text{A/mm}^2,\ J_B = 2{,}145\text{A/mm}^2,$$

$$J_C = 2{,}714\text{A/mm}^2,\ J_D = 4{,}044\text{A/mm}^2.$$

Pentru fiecare din cele patru regimuri s-au făcut testări pentru diverse debite de aer pentru a evidenţia influenţa parametrilor de curgere aerodinamici asupra distribuţiei în modelul considerat. În figura 5, este prezentată reţeaua de discretizare a barei rotorice, pachetul de programe fiind rulat pe un microcalculator tip CUB-Z. Abaterile valorilor teoretcice faţă de rezultatele experimentale sînt sub 10%.

Bibliografie

[1] * * * TRIMAG — Manual de utilizare, ICPE Bucureşti, 1988.

[2] *Voicu N.* Modelarea circuitelor de răcire a turbogeneratoarelor de mică putere. Teză de doctorat IPB, 1989.

CZ 621.314.02

INVERTOR DE MEDIE FRECVENŢĂ
SARCINĂ ECHIVALENTĂ
TRANSFORMATOARE DE ADAPTARE

Asupra problemelor de adaptare a sarcinii la invertorul triplu cu divizare de timp

GÁBOR MOLNÁR, LÁSZLO HORVATH* — TG. MUREŞ

Introducere

Inductoarele utilizate pentru încălzirea prin inducţie a metalelor sînt dimensionate pe baza criteriilor tehnologice. Piesa de încălzit şi tipul încălzirii determină geometria şi dimensiunile inductorului, iar din acestea vor rezulta parametrii electrici ai sarcinii. Puterea absorbită de la generator este determinată de valoarea acestor parametri.

Utilizînd metoda de calcul ce va fi prezentată în continuare se poate verifica puterea absorbită de un inductor definit prin rezistenţă electrică şi inductivitate. Curbele date pentru mărimi raportate pot fi folosite pentru alegerea corectă a inductoarelor.

1. Caracteristica de ieşire a generatorului

Generatorul prezentat schematic în figura 1 conţine un invertor triplu cu divizare de timp.

Sarcina generatorului este un inductor I legat în paralel cu o baterie de condensatoare C.

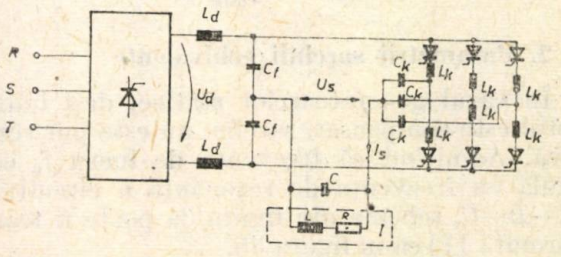


Fig. 1. Schema de principiu a generatorului static cu invertor triplu cu divizare de timp.

Caracteristica de ieşire a generatorului este prezentată în figura 2.

* *Molnár, G., Horváth, L.* I.C.P.E. — Filiala Tg. Mureş.

Punctul de funcționare trebuie să fie în zona delimitată de dreptele U_{max}, U_{min} și I_{max}, I_{min}. Puterea furnizată de generator este maximă

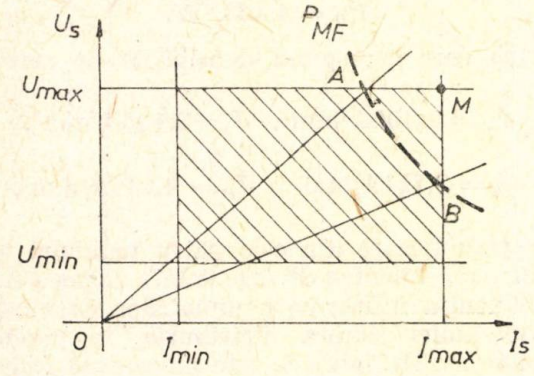


Fig. 2. Caracteristica de ieșire a generatorului.

în punctul M, care corespunde rezistenței de sarcină optimă, notată cu R_M :

$$R_M = \frac{U_{max}}{I_{max}}. \tag{1}$$

În acest punct puterea de medie frecvență este P_M :

$$P_M = U_{max} \cdot I_{max}. \tag{2}$$

Se notează cu P_L puterea necesară într-o sarcină, pentru care se îndeplinește condiția :

$$P_L < P_M. \tag{3}$$

Pentru a disipa această putere rezistența de sarcină trebuie să fie între valorile notate cu R_{OA} și R_{OB}, corespunzătoare dreptelor OA și OB din figura 2.

$$R_{OA} = \frac{U_{max}^2}{P_L} \tag{4}$$

și :

$$R_{OB} = \frac{P_L}{I_{max}^2}. \tag{5}$$

2. Parametrii sarcinii echivalente

În cazul generatoarelor statice, deși inductorul este compensat, sarcina nu este pur rezistivă. Admițînd că frecvența de lucru f_0 este egală cu frecvența de rezonanță a circuitului $R-L-C$, schema din figura 3a poate fi transformată [7] ca în figura 3b.

Rezistența paralelă se calculează cu expresia :

$$R_p = \frac{L}{R \cdot C}, \tag{6}$$

sau, utilizînd relația :

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}, \tag{7}$$

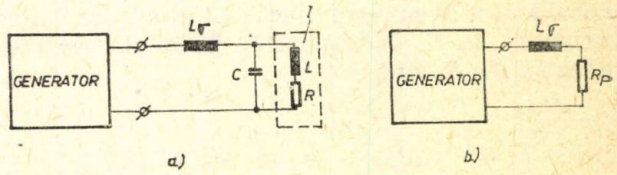


Fig. 3. Schema electrică echivalentă (a) și redusă (b) a sarcinii generatorului.

se poate scrie :

$$R_p = \frac{(2\pi f_0 \cdot L)^2}{R}. \tag{8}$$

În această lucrare se va considera sarcina adaptată dacă ea absoarbe puterea P_L, fără a depăși valorile U_{max} sau I_{max}.

La început se admite că impedanța sarcinii Z este egală cu rezistența R_M :

$$Z = \sqrt{R_{PM}^2 + X_M^2} \tag{9}$$

și :

$$Z = R_M. \tag{10}$$

Puterea disipată în rezistența R_{PM} a inductorului este :

$$P_{PM} = P_M \cdot \cos \varphi_M, \tag{11}$$

unde :

$$\cos \varphi_M = \frac{R_{PM}}{Z}. \tag{12}$$

Utilizînd relația (10), din (11) și (12) se obține :

$$P_{PM} = P_M \cdot \frac{R_{PM}}{R_M}. \tag{13}$$

Sarcina considerată este, deci, adaptată dacă :

$$P_{PM} \geqslant P_L. \tag{14}$$

Inductivitatea de scăpări, pentru care expresia (13) este valabilă, se calculează cu relația :

$$L_M = \frac{R_M}{2 \cdot \pi \cdot f_0} \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{P_{PM}}{P_M}\right)^2}. \tag{15}$$

În majoritatea cazurilor condiția (10) nu se îndeplinește. Din acest motiv, la determinarea puterii active disipate într-un inductor caracterizat de rezistența R și inductivitatea L și alimentat prin cabluri cu inductivitatea de

scăpări L_σ, în primul rînd se determină impedanța sarcinii echivalente Z_e :

$$Z_e = \sqrt{X^2 + R_p^2}. \tag{16}$$

În cazul în care $Z_e > R_M$ puterea disipată în sarcină P_U este limitată de valoarea tensiunii U_{max} și se calculează cu expresia :

$$P_U = P_M \cdot \frac{R_M \cdot R}{(2\pi f_0 \cdot L)^2 + R^2 \left(\frac{L\sigma}{L}\right)^2}, \tag{17}$$

iar dacă $Z_e < R_M$, puterea în sarcină este limitată de valoarea I_{max} și se determină cu formula :

$$P_u = \frac{P_M}{R_M} \cdot \frac{(2\pi f_0 \cdot L)^2}{R}. \tag{18}$$

3. Adaptarea sarcinii cu transformator de medie frecvență

Dacă valorile obținute cu expresiile (17) și (18) sînt mai mici decît puterea necesară, se va încerca adaptarea sarcinii, utilizînd un transformator de medie frecvență, TMF conectat ca în figura 4.

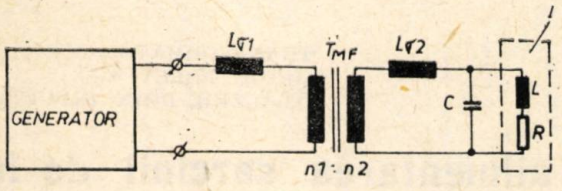


Fig. 4. Schemă de conectare cu transformatorul de adaptare.

În schema electrică echivalentă reprezentată în figura 5 cu $L_{\sigma t}$ s-a notat inductivitatea parazită totală și cu R_{Pt} rezistența transformată. Valorile acestora, pentru un transformator fără pierderi se determină în felul următor :

$$L_{\sigma t} = L_{\sigma 1} + \frac{L_{\sigma 2}}{N^2} + L_{\sigma p} \tag{19}$$

și :

$$R_{pt} = \frac{R_p}{N^2}, \tag{20}$$

unde : $L_{\sigma 2}$ — inductivitatea firelor de legătură din secundar ;
$L_{\sigma p}$ — inductivitatea de scăpări a transformatorului ;
$N = \frac{n_2}{n_1}$ — raportul de transformare.

Transformatorul este ridicător de tensiune dacă $Z_e > R_M$ și coborîtor în caz contrar.

Se vor analiza mai întîi cazul cînd transformatorul este ridicător de tensiune. Acest lucru

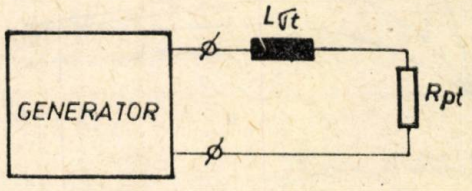


Fig. 5. Schema electrică redusă a sistemului transformator de adaptare—inductor—capacitate de compensare.

se întîmplă de regulă în cazul aplicațiilor tip forjare. În acest caz puterea disipată se calculează cu expresia :

$$P_U = \frac{R_M \cdot N^2}{(2\pi f_0 L)^2 + R^2 \left(\frac{L_{\sigma t}}{L}\right)^2 \cdot N^4}. \tag{21}$$

Funcția are valoarea maximă atunci cînd :

$$N = \sqrt{\frac{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot L^2}{R\, L_{\sigma t}}}. \tag{22}$$

Raportul de transformare calculat cu această expresie se poate utiliza numai dacă este mai mic decît valoarea maximă pentru care curentul de sarcină este sub limita admisă. Pentru cazul :

$$I_s = I_{MAX}, \tag{23}$$

se obține :

$$N_{MAX} = \frac{R_p}{\sqrt{R_M^2 - (2\pi \cdot f_0 L_{\sigma t})^2}}. \tag{24}$$

Dacă transformatorul este scăzător de tensiune, ceea ce se întîmplă în cazul aplicațiilor tip călire, raportul de transformare va fi :

$$N = \frac{2\pi f_0 L}{\sqrt{R \cdot R_M}} \cdot \sqrt{\frac{P_M}{P_L}}. \tag{25}$$

Valoarea maximă a raportului de transformare se calculează și în acest caz cu expresia (24), în care $L_{\sigma t}$ se înlocuiește cu $L_{\sigma 1}$ deoarece la N subunitar compensarea inductorului se face în primarul transformatorului.

În încheiere, pentru a ușura alegerea inductoarelor care pot fi utilizate la generatoarele de 40 kW și 80 kW la 8 000 Hz, în figura 6 sînt prezentate curbe care exprimă puterea și curentul de medie frecvență în funcție de parmetrii sarcinii echivalente.

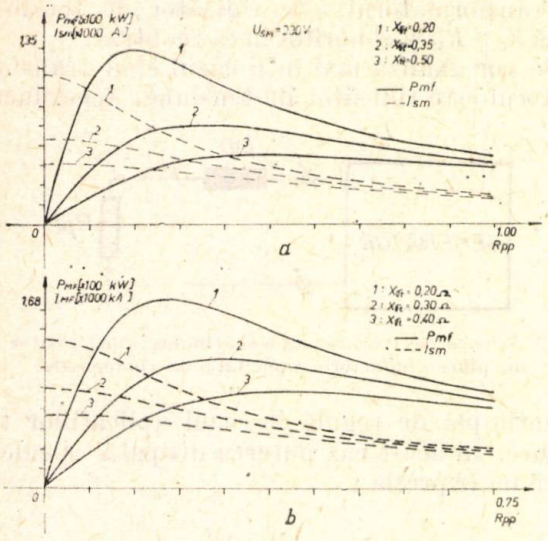


Fig. 6. Curbe pentru alegerea inductoarelor la generatoarele de 40 kW (a) și de 80 kW (b), 8 000 Hz.

4. Concluzii

Calculele prezentate pot fi folosite la dimensionarea inductoarelor noi, cît și pentru adaptarea celor existente.

Din compararea expresiilor (17) și (21) rezultă că utilizarea transformatorului permite obținerea puterii active necesare, dar cu cos φ_M mai slab decît în cazul inductoarelor conectate direct.

Calculele au fost efectuate pe baza unor ipoteze simplificatoare. Măsurătorile arată că în aplicațiile practice aceste ipoteze pot fi admise, cu condiția ca frecvența de lucru f_0 să fie egală și cu frecvența de rezonanță a circuitului acordat $L_k - C_k$ (acord total).

Bibliografie

[1] *Sluhoțkii, A. E.* și *Rișkin S. E.* Inductoare pentru încălzire electrică. București, Editura Tehnică, 1982.

[2] *Comșa, D.* și *Pantelimon, L.* Electrotermie. București, Editura Didactică și Pedagogică, 1979.

[3] *Szamosi, P.* și *Szekér, K.* Villamos hötechnika. Budapest. Müszaki Könyvkiadó, 1982.

[4] *Székely, I.* Studiul invertoarelor cu tiristoare și al transformatorului de medie frecvență din instalațiile de încălzire prin inducție. Teză de doctorat. Brașov, 1978.

[5] *Nagy, I.* Investigation of a high frequency power supply for induction heating. Electrowärme International—B 31, 164, 1973.

[6] *Molnár, G., Kelemen, Gy.* Studiul adaptării generatoarelor statice de medie frecvență la sarcină. Lucrare internă ICPE — Filiala Tg. Mureș, 1987.

[7] *Molnár, G.* Considerente asupra dimensionării sarcini pentru generatoare statice cu invertor „cu divizare de timp". Lucrare ICPE — Filiala Tg. Mureș, 1987.

CZ 621.314 : 538.522.3

TRANSFORMATOR
MEDIE FRECVENȚĂ
ÎNCĂLZIRE PRIN INDUCȚIE

Transformatoare utilizate pentru alimentarea sarcinii de la generatoare statice de medie frecvență

GYÖRGY KELEMEN* — TG. MUREȘ

Introducere

Pentru adaptarea sarcinii la generatoare statice de medie frecvență cu divizare de timp se utilizează transformatoare de medie fracvență. Pe lîngă adaptare, transformatorul are rolul de separare galvanică între generator și inductor. Aplicațiile tipice de încălzire prin inducție, care impune utilizarea transformatorului de adaptare sînt forjarea și călirea.

Din caracteristicile generatorului și cele ale sarcinii rezultă particularitățile transformatorului de medie frecvență :

— inductanță de scăpări reduse ;

— posibilitatea modificării raportului de transformare în gamă largă ;

— la proiectarea transformatoarelor trebuie avute în vedere următoarele fenomene specifice încălzirii prin inducție :

— sarcina are caracter puternic inductiv ;

— frecvența de lucru este ridicată (6...8 kHz) ;

— condițiile de lucru sînt grele.

Transformatoarele de medie frecvență prezentate pentru adaptarea sarcinii la generatoare statice au circuitul magnetic toroidal, nedemontabil. Înfășurările pe miez sînt dispuse concentric într-un singur strat. În apropierea circuitului magnetic este așezată înfășurarea primară, executată din țevi de cupru profilate, legate în paralel. Înfășurarea secundară este confecționată din plăci de cupru prevăzute cu serpentine pentru răcire și este montată deasupra primarului. Modificarea raportului de transformare este posibilă prin legarea în dife-

* *Kelemen, Gy.* — ICPE, Filiala Tg. Mureș.

rite moduri a segmentelor înfășurării secundare. Pentru realizarea unei soluții compacte, elementele transformatorului sînt turnate într-un material poliesteric, asigurînd astfel performanțe mecanice și electroizolante superioare.

În cele ce urmează se va prezenta modul în care au fost luate în considerare în, diferite faze ale proiectării transformatoarelor, particularitățile sus-amintite.

1. Determinarea pierderilor în fier. Dimensionarea circuitului magnetic

Pe baza caracteristicii de magnetizare dinamică a tolei de fier laminat la rece, cu cristale orientate, avînd grosimea de 0,2 mm, din care este confecționat circuitul magnetic și a pierderilor la două frecvențe diferite, se pot calcula pierderile specifice prin histeresis p_{Hb} la frecvența de 50 Hz și inducția magnetică 0,5 T. Pierderile specifice prin histeresis la frecvența de lucru f și la inducția magnetică oarecare Bm se pot determina cu relația (1) :

$$p_H = p_{Hb} \cdot \frac{f}{50} \left(\frac{Bm}{0{,}5} \right)^n, \qquad (1)$$

unde exponentul n se determină pe cale experimentală ($n = 1{,}84$).

Pierderile specifice prin curenți turbionari se determină prin metoda generală de integrare a ecuațiilor cîmpului electromagnetic. La medie frecvență pierderile prin curenți turbionari depășesc cu circa 5 ori pierderile prin histeresis, atingînd valori de 100 . . .120 W/kg. Din această cauză răcirea circuitului magnetic trebuie să fie puternică. Soluția constructivă adoptată permite circularea nemijlocită a apei de răcire în canalele dintre segmentele toroidale spălînd direct tolele.

La dimensionarea circuitului magnetic pentru minimizarea secțiunii s-a adoptat inducția magnetică maximă (0,5 T la 8 kHz). Pentru evitarea supraîncălzirilor locale, înălțimea segmentului de miez a fost determinată în funcție de capacitatea de absorbire a căldurii apei de răcire.

2. Determinarea repartiției cîmpului magnetic și a densității de curent în conductoare. Dimensionarea înfășurărilor

Principalele fenomene care determină deosebirile față de transformatoarele de putere de frecvență industrială sînt efectele peliculare ale curentului, caracteristice frecvențelor ridicate : efectul de suprafață, efectul circular și efectul de proximitate.

Pătrunderea cîmpului electromagnetic în conductoarele transformatorului este caracterizată de adîncimea de pătrundere, care pentru cupru la frecvența de 8 kHz este $\delta \approx 0{,}8$ mm. Din acest motiv, ipoteza repartiției uniforme a curentului pe secțiunea conductorului nu este valabilă. Densitatea de curent în stratul activ al conductorului atinge valori de 70 A/mm², iar pierderile specifice în același strat de pînă la 10 kW/kg. Din această cauză rezultă următoarele particularități constructive generale :

— răcirea intensă cu apă a înfășurărilor ;

— executarea înfășurărilor din plăci subțiri, dotate cu serpentine de răcire, sau din țevi cu grosimea pereților egală cu de 1 . . . 3 ori adîncimea de pătrundere a curentului ;

— utilizarea unor înfășurări de tip special, menite a folosi la maximum secțiunea de cupru.

Repartiția cîmpului magnetic s-a determinat pornind de la ecuațiile generale ale cîmpului electromagnetic, scrise în ipoteze simplificatoare.

S-au deosebit patru intervale distincte : 1° între miez și primar : $(x \in [0, \Delta_1))$ $\underline{H}_z = 0$. (2)

2° în primar : $(x \in [\Delta_1 ; \Delta_1 + b_1])$,

$$\underline{H}_{z1} = \frac{w_1 \underline{I}_1}{1_s} \cdot \frac{\mathrm{sh}\underline{\gamma}'(x - \Delta_1)}{\mathrm{sh}\underline{\gamma}' \cdot b_1}, \qquad (3)$$

3° între primar și secundar : $(x \in (\Delta_1 + b_1 ; \Delta_1 + b_1 + \Delta_2))$,

$$\underline{H}_z = \frac{\underline{I}_1 w_1}{1_s}. \qquad (4)$$

4° în secundar : $(x \in [\Delta_1 + b_1 + \Delta_2 ; \Delta_1 + b_1 + \Delta_2 + b_2])$,

$$\underline{H}_{z2} = \frac{w_1 \underline{I}_1}{1_s} \cdot \frac{\mathrm{sh}\underline{\gamma}'' \cdot (\Delta_1 + b_1 + \Delta_2 + b_2 - x)}{\mathrm{sh}\underline{\gamma}'' \cdot b_2}, \qquad (5)$$

unde semnificația notațiilor este următoarea :

w_1 — numărul de spire în primar ;
I_1 — curentul primar ;
1_s — lungimea de calcul a liniilor de cîmp magnetic ;
γ', γ'' — factorul de propagare a cîmpului electromagnetic pentru primar și secundar ;
$\Delta_1 \Delta_2$ — grosimea izolației între miez și primar, respectiv între primar și secundar ;
b_1, b_2 — grosimea înfășurării primare și secundare.

Densitatea de curent din conductoare se determină din legea circuitului magnetic :

$$\underline{\bar{J}} = \mathrm{rot}\, \underline{\bar{H}}. \qquad (6)$$

Pentru intervale distincte de variație a cîmpului magnetic corespund aceleași intervale de variație a densității de curent :

$1°$ $x \in [0 ; \Delta_1)$, $\underline{J}_y = 0$, (7)

$$2^\circ\ x\in[\Delta_1;\Delta_1+b_1],\quad \underline{J}_{y1}=\frac{w_1\cdot\underline{I}_1}{1_s}\,\underline{\gamma}'\frac{\mathrm{ch}\,\underline{\gamma}'(x-\Delta_1)}{\mathrm{sh}\,\underline{\gamma}'\cdot b_1}, \tag{8}$$

$$3^\circ\ x\in[\Delta_1+b_1;\ \Delta_1+b_1+\Delta_2),\ \underline{J}_y=0, \tag{9}$$

$$4^\circ\ x\in[\Delta_1+b_1+\Delta_2;\ \Delta_1+b_1+\Delta_2+b_2],$$

$$\underline{J}_{y2}=\frac{w_1\cdot\underline{I}_1}{1_s}\cdot\underline{\gamma}''\frac{\mathrm{ch}\,\underline{\gamma}''(\Delta_1+b_1+\Delta_2+b_2-x)}{\mathrm{sh}\,\underline{\gamma}''\cdot b_2}. \tag{10}$$

În figura 1 se pot urmări aceste reparti ți pentru un transformator de 500 kVA/8 kHz. Calculele au fost efectuate cu ajutorul calculatorului numeric.

Cunoscînd tensiunea de ieșire a generatorului, puterea activă de medie frecvență și caracterul sarcinii, se poate determina curentul I_1 și numărul de spire primar w_1. Avînd repartiția densității de curent în funcție de frecvența de lucru și densitatea de curent maxim admisibilă, rezultă secțiunea înfășurărilor. Rezistențele în curent alternativ se determină pe baza repar-

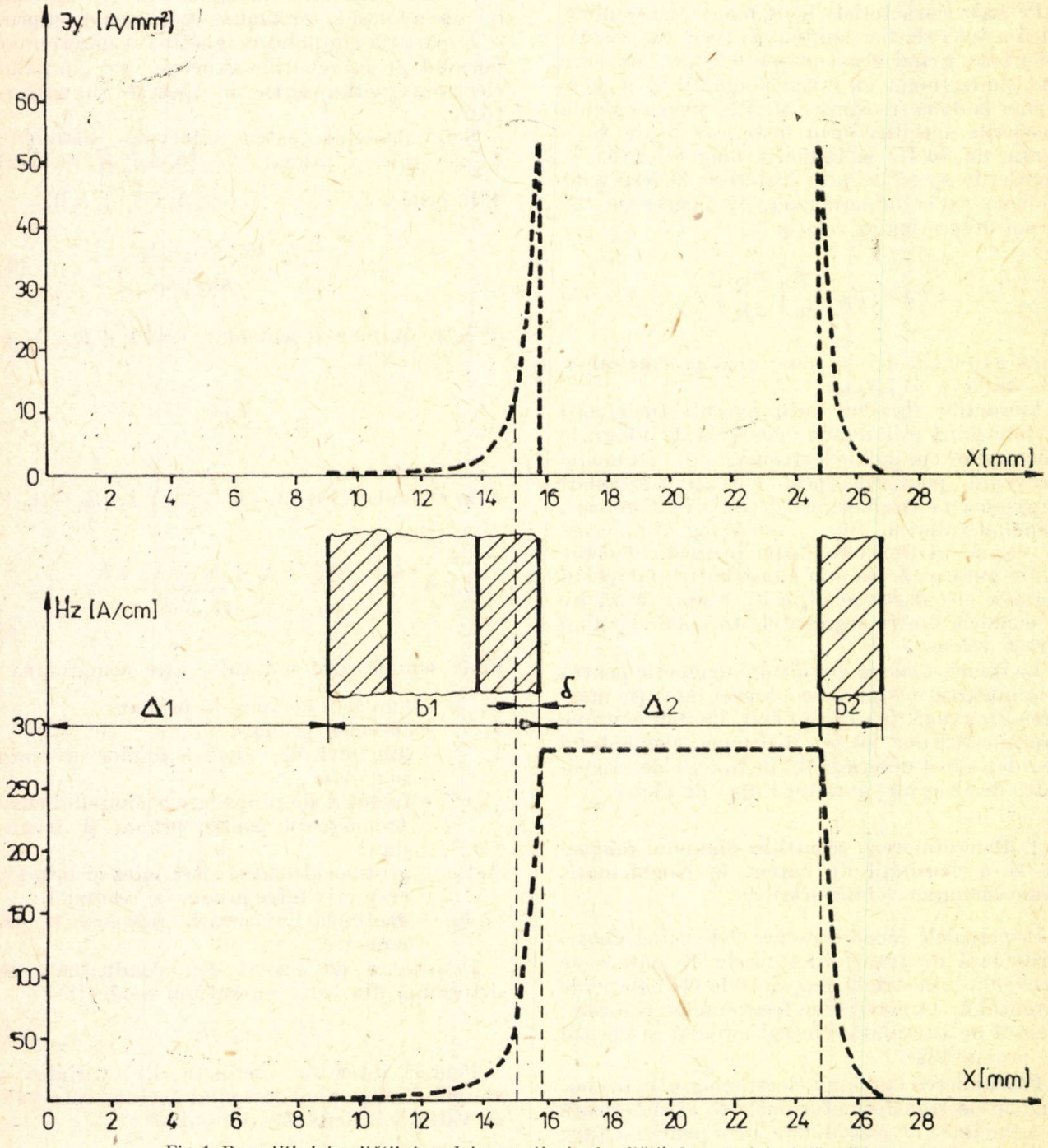


Fig. 1. Repartiția intensității cîmpului magnetic și a densității de curent în înfășurări.

tiţiei teoretice a densităţii curentului electric, de unde rezultă şi pierderile în înfăşurări.

3. Determinarea inductanţelor de scăpări

Inductanţele de scăpări s-au determinat pe baza calculului energiei cîmpului magnetic de scăpări, ţinînd seama de repartiţia teoretică, nesimplificată a intensităţii cîmpului magnetic, specifică frecvenţei de lucru a transformatorului.

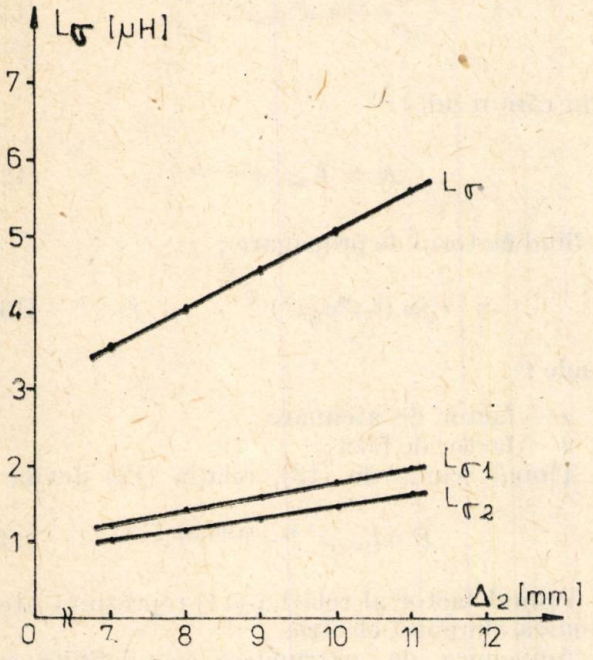


Fig. 2. Dependenţa inductanţelor de scăpări pe distanţa dintre primar şi secundar: $L_{\sigma 1}$ — inductanţa primară de scăpări; $L_{\sigma 2}$ — inductanţa secundară de scăpări; L_σ — inductanţa echivalentă de scăpări raportată la primar; $L_\sigma = L_{\sigma 1} + \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 \cdot L_{\sigma 2}$.

Din analiza rezultatelor rulate pe calculator s-a observat scăderea inductanţelor de scăpări cu scăderea grosimii izolaţiei între primar şi secundar Δ_2, conform curbelor reprezentate în figura 2.

Schimbarea raportului de transformare prin modificarea numărului de spire ale înfăşurării secundare nu modifică valoarea inductanţei de scăpări şi a rezistenţei echivalente raportate la primar.

4. Concluzii

Transferul de energie între generatorul static de medie frecvenţă şi piesa de încălzit este bun numai dacă parametrii electrici ai sarcinii ce încarcă generatorul se încadrează în limite bine stabilite. Inductoarele, în special cele pentru călire, au forme şi dimensiuni impuse de piesă, de aceea, pentru adaptare, de multe ori este nevoie de alimentarea sarcinii prin transformator de medie frecvenţă. Acest transformator asigurînd totodată şi separarea galvanică între generator şi inductor.

Cerinţele impuse transformatorului de medie frecvenţă pot fi satisfăcute numai dacă la proiectare se urmăreşte aplicarea unor soluţii prin care inductanţele de scăpări se reduc la minimum şi rezultă o construcţie compactă şi fiabilă.

Bibliografie

[1] *Székely, I.* Studiul invertoarelor cu tiristoare şi al transformatorului de medie frecvenţă din instalaţiile de încălzire prin inducţie. Teză de doctorat. Universitatea din Braşov. 1978.

[2] *Bolle, E., Lütke-Daldrup, B., Stöber, P.* Eindimensionales Wirbelstromproblem bei feldstärkeabhängiger Permeabilität und beliebigen Randbedingungen. În: Archiv für Electrotechnik 64, 1981, S. 201—213.

[3] *Sămărescu D. F.* Defectoscopia electromagnetică, Editura Tehnică, Bucureşti, 1985.

CZ 621.3.029 : 621.396.6

ÎNCĂLZIRE CU MICROUNDE
CONDUCERE PROCES TEHNOLOGIC

Utilizarea micoundelor în procese de încălzire cu aplicatii industriale

DUMITRU MIRON, DUMITRU NICOLAE, VICTOR CUCIUREAN* — BUCUREŞTI

Tehnologiile neconvenţionale reprezintă soluţii de largă perspectivă cu implicaţii tehnico-economice deosebite.

În cadrul preocupărilor actuale privind introducerea şi extinderea tehnologiilor neconvenţionale în procesele industriale, un loc important revine utilizării microundelor.

* Dr. ing. *Miron, D.*, ing. *Cuciurean, V.*, ing. *Niculae D.* — ICPE Bucureşti

Încălzirea cu microunde ca proces industrial este o tehnologie utilizată pentru prima oară cu peste patruzeci de ani în urmă, odată cu apariţia magnetronului.

Acest proces este strîns legat de lucrările de pionierat dezvoltate de Hippel şi colaboratorii săi, privind proprietăţile multor materiale organice şi anorganice la frecvenţe cuprinse în domeniul a 100 Hz şi 10^{10} Hz [1].

În spectrul de frecvenţe, microundele ocupă domeniul cuprins între 3×10^8 şi 3×10^{10} Hz. În cadrul acestui domeniu, pentru utilizări industriale au fost alocate frecvenţele de 900 MHz şi 2 450 MHz.

Tehnica frecvenţelor foarte înalte este tratată pe larg în literatură [2].

1. Încălzirea cu microunde

Aspectele teoretice ale încălzirii cu microunde sînt cunoscute şi constituie preocupările multor oameni de ştiinţă şi ale personalului ingineresc din diferite ramuri industriale.

Încălzirea cu microunde reprezintă transformarea energiei electromagnetice în căldură.

Fluxul de putere printr-o suprafaţă inchisă poate fi calculat prin integrarea vectorului Poyinting :

$$P = E \times H \text{ w/m}^2 \tag{1}$$

Pornind de la legea curentului total a lui Maxwell :

$$\nabla \times H = J + j\omega\, \varepsilon_0 \varepsilon^* E \tag{2}$$

şi ţinînd seama că :

$$J = \sigma E \tag{3}$$

$$\varepsilon^* = \varepsilon' - j\, \varepsilon'' \tag{4}$$

$$(\nabla \times H^*)E = \omega \varepsilon_0 \varepsilon''_{eff} EE^* - j\omega \varepsilon_0 \varepsilon' E^* E \tag{5}$$

$$(\nabla \times E)H^* = -j\omega \mu_0 \mu' HH^* \tag{6}$$

rezultă :

$$(\nabla \times E)\, H^* - (\nabla \times H^*)E = j\omega \mu_0 \mu' HH^* + \tag{7}$$

$$+ j\omega \varepsilon_0 \varepsilon' EE^* - \omega \varepsilon_0 \varepsilon''_{eff} EE^*,$$

unde :

$$\varepsilon''_{eff} = \varepsilon'' + \sigma/\omega\, \varepsilon_0. \tag{8}$$

Integrînd ecuaţia (7) în volumul V şi utilizînd teorema divergenţei rezultă :

$$P_{ov} = 0{,}0556 \times 10^{-10} f\, \varepsilon''_{eff} E^2 V \text{ [w]}. \tag{9}$$

Notaţiile utilizate au următoarea semnificaţie :

E — intensitatea cîmpului electric ;
f — frecvenţa oscilaţiilor ;
V — volumul ;
ε_0 — permitivitatea aerului ;
ε^* — permitivitatea dielectrică relativă ;
ε' — permitivitatea complexă relativă ;
ε''_{eff} — factorul de pierderi relative ;
H — intensitatea cîmpului magnetic ;
I — densitatea curentului de conducţie ;
σ — conductivitatea ;
μ_0 — permeabilitatea aerului ;
μ' — permeabilitatea relativă ;
ω — viteza unghiulară.

În afară de puterea disipată dată de relaţia (9) la încălzirea cu microunde, prezintă importanţă încă două elemente, respectiv factorul de propagare şi adîncimea de pătrundere.

Pornind de la ecuaţiile lui Maxwell pentru o undă plană ce se propagă după direcţia Z, Hippel a găsit relaţiile :

$$\frac{\partial^2 E}{\partial z^2} = \varepsilon_0 \varepsilon^* \mu_0 \mu^* \frac{\partial^2 E}{\partial t^2}, \tag{10}$$

$$\frac{\partial^2 H}{\partial z^2} = \varepsilon_0 \varepsilon^* \mu_0 \mu^* \frac{\partial^2 H}{\partial t^2}, \tag{11}$$

din care rezultă :

$$E = E_{max}\, e^{j\omega t - \gamma z}. \tag{12}$$

γ fiind factorul de propagare :

$$\gamma = j\omega\, (\varepsilon_0 \varepsilon^* \mu_0 \mu^*)^{1/2} = \alpha + j\beta, \tag{13}$$

unde :

α — factor de atenuare ;
β — factor de fază ;

Ţinînd seama de (13), relaţia (12) devine :

$$E = E_{max} e^{-\alpha z} . e^{j(\omega t - \beta z)}. \tag{14}$$

Primul factor al relaţiei (14) reprezintă atenuarea cîmpului electric.

Adîncimea de pătrundere este definită ca distanţa de la suprafaţa materialului pînă la care puterea disipată se reduce la e^{-1} din valoarea de la suprafaţă [1] :

$$Dp = \frac{1}{2\alpha}. \tag{15}$$

Dacă se înlocuieşte valoarea lui α în relaţia (15) rezultă :

$$D_p = \frac{\lambda'_0}{2\pi (2\varepsilon')^{1/2}} \{[1 + (\varepsilon''_{eff})^2]^{1/2} - 1\}^{1/2}. \tag{16}$$

Pentru materialele cu pierderi dielectice mici : $(\varepsilon''_{eff}/\, \varepsilon \ll 1)$,

$$D_p = \frac{\lambda'_0 (\varepsilon')^{1/2}}{2\pi \varepsilon''_{eff}}. \tag{17}$$

Din aceste relaţii se observă că adîncimea de pătrundere într-un material dat creşte cu scăderea frecvenţei, în timp ce în cazul puterii disipate lucrurile se petrec invers.

2. Aplicații ale încălzirii cu microunde în procese industriale

Studiul comportării materialelor în cîmp de microunde a condus la clasificarea acestora în trei categorii :

— materiale absorbante, care se pretează la tratamente în cîmp de microunde ;

— materiale transparente, care se utilizează pentru confecționarea de ambalaje sau suporți ;

— materiale reflectante, care se utilizează în construcția ghidurilor de undă și a pereților cavităților rezonante, permițînd dezvoltarea de soluții pentru aplicații industriale.

Primele și cele mai răspîndite au fost cele pentru procese de uscare în industria alimentară și sînt prezentate pe larg în literatură [3, 4, 5].

Cînd un material cu un anumit conținut de umiditate este plasat într-un cîmp electromagnetic de înaltă frecvență, moleculele de apă din material sînt excitate în mod selectiv și umiditatea difuzează spre exterior.

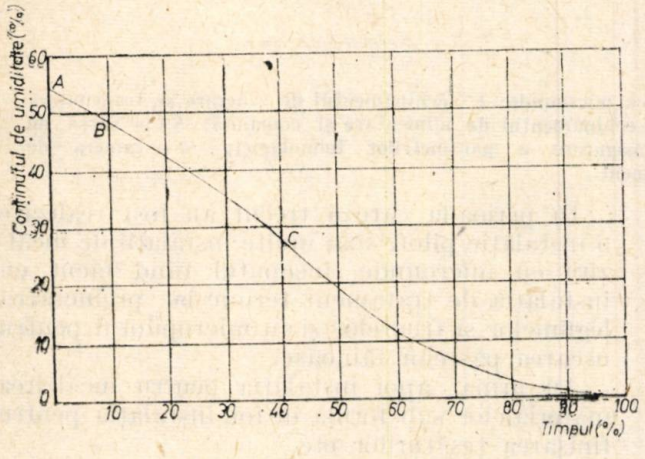


Fig. 1. Variația conținutului de umiditate al pastelor făinoase în funcție de timp în cazul uscării clasice.

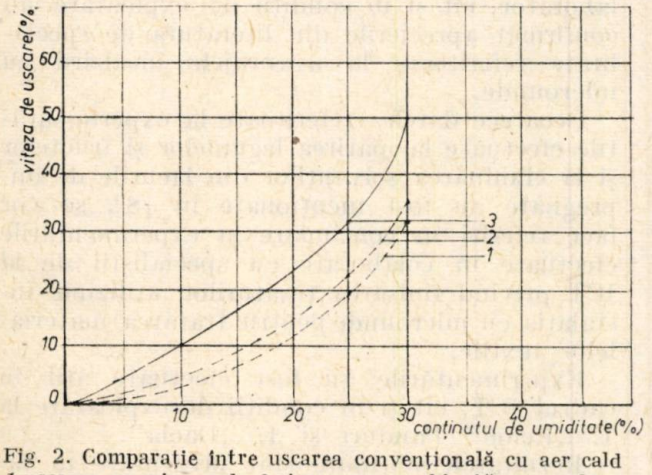


Fig. 2. Comparație între uscarea convențională cu aer cald *1* uscarea cu microunde *2* și uscarea combinată aer—cald—microunde *3*.

În figura 1 este prezentată o curbă tipică de uscare convențională a pastelor făinoase în uncție de timpul de uscare.

Porțiunea de curbă CD este caracterizată printr-o diminuare continuă a vitezei pe tot parcursul acestui ciclu de uscare.

În decursul acestei perioade uscarea cu microunde are cele mai mari avantaje. Energia microundelor este transformată în căldură, pe măsură ce pătrunde în material, iar produsul se încălzește în întregime, simultan, încălzirea începînd din interior spre exterior, procesul de uscare este mult mai eficient.

În cazul produselor cu conținut mare de umiditate (peste 20%) uscarea cu microunde și-a dovedit eficiența cînd este utilizată în combinație cu sisteme de uscare clasice (cu aer cald).

Alegerea momentului în care se aplică microundele în cadrul unui ciclu de uscare depinde de caracteristicile materialului și de specificul procesului tehnologic.

În figura 2 se prezintă datele obținute la uscarea panourilor pentru furnir.

Curba *1*, care reprezintă procesul de uscare convențională cu aer cald, se caracterizează prin cea mai scăzută viteză de uscare.

Curba *2* caracterizează procesul de uscare exclusiv cu microunde și nu se deosebește esențial de prima.

Curba *3* caracterizează procesul de uscare combinat aer-cald microunde.

Din studierea atentă a acesteia se constată. următoarele :

— viteza de uscare este mai mare la toate nivelele de umiditate ;

— la nivelele scăzute de umiditate viteza de uscare este mult mai mare decît în cazul uscării convențională cu aer cald, rezultînd o uscare mai accentuată în zonele mai umede și o variație mai scăzută a conținutului final de umiditate.

În general, o instalație de încălzire cu microunde conține următoarele părți principale (fig. 3).

— echipamentul de generare și transmitere a energiei microundelor (magnetroanele și ghidurile de undă) ;

— echipamentul de alimentare și comandă (sursele de alimentare a magnetroanelor și dulapul cu echipament de comandă) ;

— aplicatorul (camera de tratament).

Problemele referitoare la construcția instalațiilor de încălzire cu microunde și la implicațiile tehnico-economice ale încălzirii cu microunde sînt tratate detaliat în [1, 6, 7, 8].

Aspectele de ordin tehnico-economic ale încălzirii cu microunde sînt deosebit de interesante.

Utilizarea microundelor în procesul de uscare a pastelor făinoase a evidențiat următoarele avantaje [4] :

Economie de spațiu. Ca urmare a dimensiunilor mult mai reduse ale cuptoarelor de tratament se poate obține o producție de 3—4 ori

mai mare, utilizînd aceeaşi suprafaţă de producţie.

Economie de timp. Aceeaşi cantitate de paste făinoase se usucă în uscătorul cu microunde-aer cald într-un timp de peste cinci ori mai scurt decît în uscătorul convenţional cu aer cald.

Legumelor şi Fructelor, Institutul de Cercetări Textile, Institutul de Cercetare Ştiinţifică şi Inginerie Tehnologică pentru Sectoare Calde, Institutul de Cercetări pentru Pielărie şi Încălţăminte şi Institutul de Cercetări pentru Protecţia Muncii.

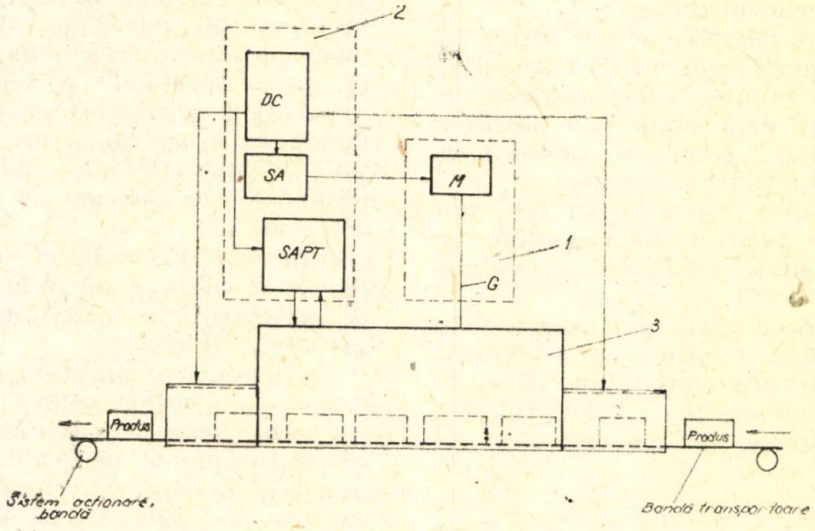


Fig. 3. Prezentarea schematică a unei instalaţii de încălzire cu microunde: *1* — echipamentul de generare şi transmitere a energiei microundelor: *M* — magnetron; *G* — ghid; *2* — echipamentul de alimentare şi comandă: *SA* — sursă de alimentare; *DC* — dulap de comandă; *SAPT* — sistem de asigurare a parametrilor tehnologici; — *3* — camera de tratament.

Costuri de exploatare cu 35% mai reduse, ca urmare a reducerii consumului de energie electrică cu 20—25 % şi a costurilor pentru utilităţi, igienizare, întreţinere etc.

Îmbunătăţirea calităţii produselor tratate. Produsele se usucă în mod uniform, sînt mai rezistente, culoarea este mai bună, se reduce substanţial infestarea.

Din sursele documentare existente rezultă că în ultimii ani încălzirea cu microunde a început să fie utilizată şi în alte ramuri industriale, respectiv în industria textilă pentru finisarea ţesăturilor, în industria de pielărie pentru uscarea pieilor, în turnătorii pentru uscarea formelor şi miezurilor, în industria electrotehnică pentru eliminarea solvenţilor din lacurile de impregnare, în industria lemnului şi a materialelor de construcţii, în industria chimică pentru tratarea şisturilor uleioase etc., [9, 10, 11].

3. Realizări şi perspective în RSR

În ţara noastră preocupările pentru utilizarea microundelor în procese de încălzire au început cu 5—6 ani în urmă şi s-au dezvoltat an de an, antrenînd un număr tot mai mare de cadre tehnice din cercetare şi producţie.

În cadrul acestor preocupări s-au pus bazele unei colaborări fructuoase între specialiştii ICPE şi specialişti din institutele de profil, respectiv Institutul de Chimie Alimentară, Institutul de Cercetări pentru Valorificarea

În perioada care a trecut au fost realizate o instalaţie-pilot, mai multe instalaţii de încălzire cu microunde, începutul fiind făcut cu instalaţia de tratament termic la prelucrarea legumelor şi fructelor şi cu micropilotul pentru uscarea pastelor făinoase.

Au urmat apoi instalaţia pentru încălzirea materialelor sub formă de foi, instalaţia pentru finisarea ţesăturilor etc.

Rezultatele obţinute la experimentările efectuate cu aceste instalaţii, atît în condiţii de laborator, cît şi în condiţii de exploatare au confirmat aprecierile din literatura de specialitate referitoare la avantajele încălzirii cu microunde.

Deoarece datele referitoare la experimentările efectuate la opărirea legumelor şi fructelor şi la eliminarea solvenţilor din lacurile de impregnare au fost menţionate în [8], se vor face referiri în continuare la experimentările efectuate în colaborare cu specialiştii de la ICT privind finisarea ţesăturilor utilizînd instalaţia cu microunde pentru tratarea materialelor textile.

Experimentările au fost efectuate atît în cadrul ICT, cît şi în condiţii de exploatare la I. „Relon" Panduri şi I. „Dacia".

Rezultatele obţinute sînt prezentate în tabelul 1 [12].

Anul 1988 a marcat o etapă importantă în activitatea institutului, în această direcţie, ca urmare a procurării din import a unor

Tabelul 1

Rezultatele obținute la experimentarea instalației cu microunde pentru tratarea materialelor textile

Articol și tratament	Reducerea timpului de tratare, %	Economii de energie, Kcal/m.l
1. Țesături din fire PBS — saponificare	11,9	163,03
2. Țesături din fire PA — vopsire	900	9,96
3. Țesături din vîscoză — vopsire	900	75,66
4. Țesături tip bbc — alcalinizare-albire	200	85,27

magnetroane care se pretează la echiparea instalațiilor industriale.

Acest lucru a permis trecerea la o abordare sistematică a asimilării în țară a echipamentelor specifice instalațiilor de încălzire cu microunde și a introducerii acestor instalații în fluxurile tehnologice din întreprinderile de profil.

Prima realizare de acest fel este instalația de uscare a vopselei de pe miezuri, ca parte integrantă a liniei trei mecanizate de formare

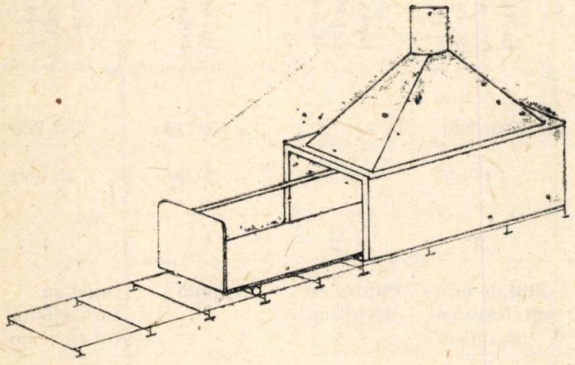


Fig. 4. Uscător cu microunde pentru miezuri în linie de formare nemecanizată.

miezuri de la Intreprinderea „23 August" București.

Cuptorul de uscare este de tip cameră cu două uși glisante la intrarea și la ieșirea transportorului cu role antrenate și este echipat cu două magnetroane tip CK 612, import China.

Echipamentul de comandă asigură conducerea în regim automat a procesului de uscare, în deplină siguranță a personalului de deservire.

Intreprinderea Mecanică - Alba Iulia este beneficiara a două instalații cu microunde pentru uscări în turnătorie.

Uscătorul de microunde pentru forme este echipat cu patru magnetroane tip CK 612 și are o construcție adecvată uscării vopselei de pe formele executate în rame cu dimensiunile de 1 600 × 2 400 mm și înălțimea cuprinsă între 100 și 500 mm, utilizînd sistemul de transport existent.

Uscătorul pentru miezuri (prezentat în fig. 4) are o construcție specifică utilizării în linii de formare nemecanizate.

El este echipat cu patru magnetroane tip CK 612 montate pe pereții laterali. Miezurile sînt suspendate pe traversa transportorului.

Transportorul este un cărucior ce rulează pe șine. Pereții frontali ai acestuia asigură etanșarea cavității rezonante în timpul funcționării magnetroanelor.

În tabelul 2 sînt prezentate caracteristicile magnetronului tip CK 612, iar în tabelul 3 principalele caracteristici ale instalațiilor cu microunde, realizate pînă în prezent de către ICPE București.

Existența magnetroanelor adecvate aplicațiilor industriale permite continuarea cercetărilor în condiții de exploatare a instalațiilor cu microunde realizate în prima etapă a preocupărilor în acest domeniu.

În acest scop, micropilotul pentru uscarea pastelor făinoase (fig. 5), instalat la IMP Alexa-

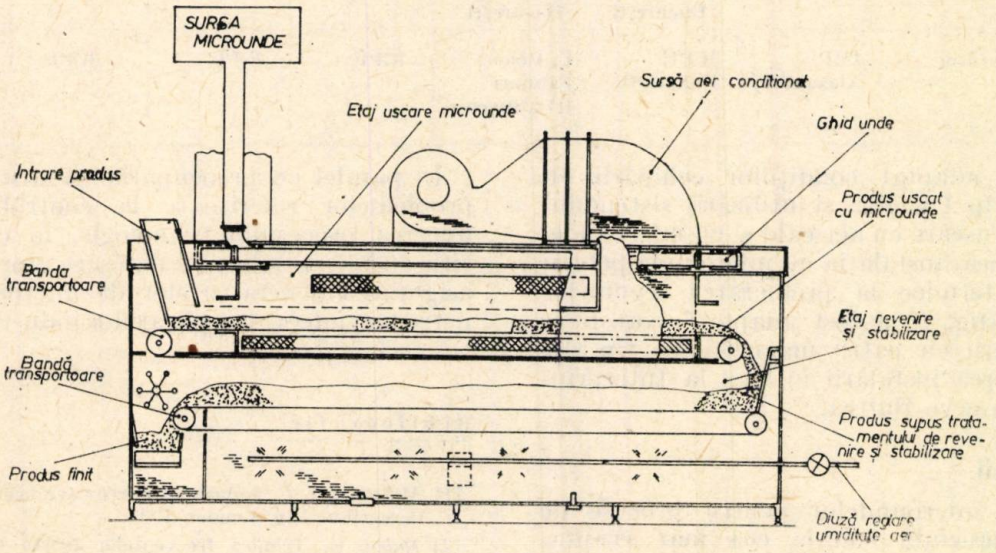


Fig. 5. Micropilot pentru uscarea pastelor făinoase cu microunde.

Tabelul 2

Caracteristicile magnetronului tip CK 612 import China

Frecvența	2 450±30 MHz
Puterea la ieșire	5 kW
Tensiunea anodică	6,5 kV
Curentul anodic	1,2A
Tensiunea de filament	7,5 V
Curentul de filament la preîncălzire	42 A
Curentul de filament la curent anodic nominal	36 A
Masa totală	max. 20 kg
Masa magnetronului	cca 1 Kg
Masa electromagnetului	cca 15 Kg
Masa secțiunii de ghid	cca 2 Kg
Răcirea anodului	cu apă
Răcirea filamentului	cu aer

dria a fost adaptat condițiilor echipării cu magnetron tip CK 612 și utilizării sistemului combinat de uscare cu aer cald și cu microunde.

De asemenea, instalația cu microunde pentru tratamente termice la prelucrarea legumelor și fructelor (fig. 9) a fost adaptată corespunzător echipării cu patru magnetroane tip CK 612, în vederea instalării în flux la Intreprinderea de Conserve-Buftea.

4. Concluzii

Utilizarea microundelor pentru procese de încălzire reprezintă soluția cea mai avantajoasă în multe domenii de activitate.

Aplicarea acestei soluții într-un domeniu sau altul presupune o cercetare aprofundată a tehnologiei pe instalații pilot adecvate, printr-o colaborare strînsă între specialiștii din ICPE, din institutele de profil și tehnologii din întreprinderi.

Rezultatele obținute pînă în prezent justifică continuarea eforturilor de cercetare privind extinderea utilizării microundelor în procese de încălzire (finisarea țesăturilor, uscarea pastelor făinoase, opărirea legumelor și fructelor, uscarea vopselei de pe forme și de pe miezuri) și abordarea de noi domenii de aplicare (uscarea pieilor, urcarea lemnului pentru suveici, uscarea pieselor din materiale ceramice, vulcanizarea cauciucului etc.).

Tabelul 3

Principalele caracteristici ale instalațiilor cu microunde realizate de ICPE

Destinația / Caracteristici	Instalația pentru uscarea pastelor făinoase	Instalație pentru tratamente termice la prelucrarea legumelor și fructelor	Instalație pentru tratarea materialelor textile	Instalație pentru încălzirea materialelor sub formă de foi	Instalație pentru uscat vopsea pe miezuri (în linii de formare mecanizate)	Instalație pentru uscat vopsea pe forme	Instalație pentru uscat vopsea pe miezuri (în linii de formare nemecanizate)
Tensiunea nominală de alimentare, V	3×380/220	3×380/220	3×380/220	3×380/220	3×380/220	3×380/220	3×380/220
Puterea de înaltă frecvență, W	5 000	20 000	6 000	10 000	10 000	20 000	20 000
Nr. magnetroanelor, buc.	1	4	2	2	2	4	4
Tipul camerii de tratament	tunel cu 2 etaje	cuptor tunel	cameră cilindrică	ghid de undă sub formă de meandre	cuptor cu uși glisante	cupolă	tunel cu transportor tip cărucior
Productivitatea	150 kg/h	max. 500kg/h	720 m²/h	400 m²/h	3000 kg/h	5000 kg/h	5000 kg/h
Beneficiarul	ICA București	ICPVILF București	ICT București	ICPE	ICPE	ICPE	ICPE
Locul experimentării	IMP Alexandria	ICPE București	I „Relon" Panduri IR „Suveica"	ICPE	ICPE	ICPE	ICPE

În paralel cu preocupările pentru rezolvarea problemelor referitoare la controlul și conducerea procesului tehnologic, în cazul încălzirii cu microunde sînt necesare eforturi pentru asigurarea generatoarelor de microunde (magnetroane) adecvate aplicațiilor industriale.

Bibliografie

[1] *Metaxas, A. C.* Industrial microwave heating Ed. Peter Peregrinus Ltd. London 1983.

[2] *Rulea, G.* Tehnica frecvențelor foarte înalte. Editura Tehnică, București 1966.

[3] *David, A., Copson, D.* Microwave heating. The AVI publishing Company ING — 1962.

[4] *Smith, F. J.* Microwave heat air drying of pasta, onions' bacon. În: Microwave newsletter vol. XII nr. 6 — 1979.

[5] *David, C.T.* Microwave heating for the food industry an overview. În: Chemical Eingineering University of Waterloo, 1981.

[6] * * * Publicația nr. 519/6 a CEI. Securitatea funcționării instalațiilor cu microunde.

[7] *Miron, D., Niculae, D., Micu, V.* Procedeu și instalație pentru tratamente termice cu microunde la prelucrarea legumelor și fructelor. Bervet R.S.R. nr. 95494.

[8] *Miron, D., Niculae, D.* Contribuții privind utilizarea de tehnologii cu microunde în industrie și alimentație În: Lucrările ICPE nr. 36.

[9] * * * Apollotex" Microwave dyeing-finishing machine — Prospect 1983.

[10] * * * Drying conditioning and redrying with microwaves. Prospect Microtan—Dynavac.

[11] * * * Apparatus and system for processing oil shole. Patent S.U.A. 4.180.718/1979.

[12] * * * Elaborarea modelului experimental de utilaj necesar aplicării tehnologiilor neconvenționale bazate pe acțiunea microundelor în procese de finisarea textilelor. ICT 1988.

CZ 621.314.02

CONVERTOR STATIC
MEDIE FRECVENȚĂ
ÎNCĂLZIRE PRIN INDUCȚIE

Considerații privind funcționarea în paralel pe bare de medie frecvență a convertoarelor statice cu invertoare în punte

IULIU SZÉKELY, VASILE SZENTGYÖRGYI* — TG. MUREȘ

Introducere

Instalațiile industriale de încălzire prin inducție sînt mari consumatoare de energie electrică, randamentul convertoarelor de producere a energiei de frecvență medie, a liniilor de transmitere a acestei energii fiind de primă importanță. În [1 și 2] prezentîndu-se perspectivele dezvoltării sistemelor de convertoare statice, se menționează o tendință de realizare a unor grupuri concentrate de convertoare pentru a alimenta toate posturile de încălzire ale unei secții complete. În [3 , 4] se fac referiri la convertoare funcționînd în paralel pe partea de frecvență medie (de regulă convertoare de puteri egale), alimentînd cîte un consumator unic de mare putere (1...4 MW).

Bazat pe seria de convertoare statice cu invertoare paralel cu tiristoare în punte, pentru frecvența de 2 500 Hz, dezvoltată în țară, luînd în considerare tendințele mondiale [1] în domeniul sistemelor statice de încălzire prin inducție, s-a studiat posibilitatea realizării de sisteme de convertoare statice, constînd din convertoare modulare, care să alimenteze fie un consumator unic de putere mare, fie un număr aleator de posturi de încălzire. Primul caz, fiind un caz particular al variantei a doua, considerațiile din prezenta lucrare se referă la analiza unor regimuri tranzitorii, a posibilităților de realizare a funcționării în paralel a convertoarelor combinate cu sarcină echivalentă, variabilă brusc la barele comune de medie frecvență, deci cu sarcină aleatorie.

Avantajele conceptului de sistem de convertoare statice, funcționînd pe bare comune de medie frecvență, sînt următoarele :

— în funcție de puterea cerută de inductoarele de încălzire se modifică automat numărul de convertoare în funcțiune, astfel încît ele să funcționeze cît mai aproape de puterea nominală ;

— creșterea puterii disponibile a grupului prin adăugarea de convertoare adiționale ;

— posibilitatea concentrării convertoarelor în scopul alimentării cu randament maxim a unei întregi secții ;

— prevăzînd convertoare de rezervă, crește siguranța în funcționare a întregului sistem, fără întreruperea alimentării cu energie de frecvență medie.

1. Structura sistemului de convertoare

Sistemul de convertoare constă din $1 \ldots n$ convertoare monofazate, fiecare avînd cîte un redresor comandat R, un circuit intermediar de filtrare cu bobină de inductivitate mare L_d și un invertor cu tiristoare în punte I (fig. 1). Fiecare convertor are sistem de reglare cuprinzînd bucle de reacție de tensiune și de curent, cu efect asupra unghiului de comandă al redresoarelor, și un sistem intern de reglare acționînd asupra unghiului de comandă al invertoarelor. Invertoarele fiind conectate în paralel pe bare de medie frecvență BMF, sincronizarea tensiunilor alternative de medie frecvență ale invertoarelor este o condiție esențială. În acest scop sistemul de convertoare are un convertor-pilot cu regulatorul timpului de siguranță în funcțiune, unghiul de comandă la tiristoarele invertorului-pilot fiind reglat optimal. Celelalte

* Dr. ing. *I. Székely* — Universitatea din Brașov, Catedra Electrotehnică și Mașini Electrice; dr. ing. *V. Szentgyörgyi*, ICPE — filiala Tîrgu-Mureș.

convertoare sînt conduse de pilot prin impunerea unghiului de comandă la invertoare, convertoarele conduse funcționînd fără regulatoare ale timpului de siguranță proprii.

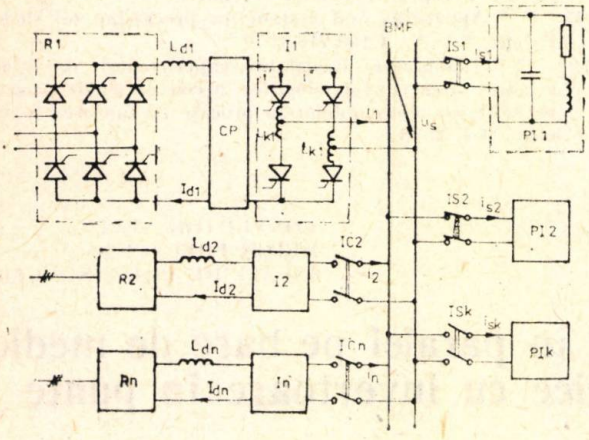


Fig. 1. Schema electrică generală a sistemului de încălzire prin inducție cu convertoare funcționînd în paralel.

Întrucît sistemul nu funcționează fără convertorul-pilot, acesta este echipat cu circuit de pornire *CP*, care prin elementele reactive și auxiliare asigură amorsarea oscilațiilor la bare [5]; cuplarea în paralel a celorlalte convertoare se face prin închiderea întreruptoarelor *IC* și cîte un simplu circuit auxiliar, ce va fi descris în continuare.

La barele de medie frecvență se pot conecta, prin intermediul întreruptoarelor de sarcină *IS* un număr $1 \ldots k$ de sarcini, care sînt posturi de încălzire *PI* cu inductoarele de încălzire compensate cu condensatoare în paralel.

Funcționarea, comportarea în regim permanent, dimensionarea, comportarea în regim tranzitoriu de pornire a unui convertor sînt descrise în [5, 6, 11]. Datorită circuitelor oscilante paralel ale sarcinilor compensate și a caracterului de sursă de curent al redresoarelor cu filtrul inductiv, tensiunea pe bare u_s este practic sinusoidală, curenții invertoarelor i și ale sarcinilor i_s sînt dreptunghiulari.

2. Curenți de circulație în sistemul de convertoare

Cauzele și efectul curenților de circulație asupra dezechilibrului curenților din convertoare s-au analizat considerînd următoarele ipoteze:

— funcționează în paralel două convertoare identice, dintre care unul este pilot;

— se consideră o sarcină concentrată pe barele BMF;

— se menține în funcțiune numai regulatorul timpului de siguranță, în rest sistemul funcționează în buclă deschisă;

— se neglijează comutația tiristoarelor din redresoare.

Curenții de circulație se închid între redresoare prin tiristoarele invertoarelor care conduc, pe diagonale alternative, barele BMF, bobinele de filtrare L_d, fără a trece prin sarcină. Curentul de circulație are sensul de la redresorul cu tensiune instantanee redresată mai mare spre celălalt, provocînd creșterea curentului convertorului (I_d) la primul și scăderea în aceeași măsură la cel din urmă. Cauzele principale care produc curenți de circulație vor fi analizate pe rînd.

2.1. Unghiuri de comandă diferite la redresoare

Se consideră că tensiunile trifazate care alimentează redresoarele sînt în fază și de amplitudini egale, iar redresoarele sînt cu tiristoare în punte trifazată. Astfel, diferențe între cele două tensiuni redresate apar numai în intervalele de timp cît unghiul de comandă $\alpha_2 > \alpha_1$ întîrzie comutația tiristoarelor corespunzătoare din $R2$ față de cele din $R1$ (fig. 2).

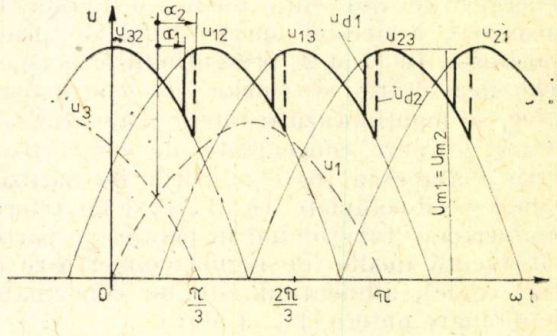


Fig. 2. Tensiunile redresate ale două convertoare în cazul unghiurilor de comandă diferite.

Ca rezultat curentul I_{d1} înregistrează o creștere aditivă ΔI_d, iar I_{d2} o scădere aditivă ΔI_d în fiecare interval $\Delta\alpha = \alpha_2 - \alpha_1$, adică la fiecare puls de 3,33 ms al tensiunii redresate, considerînd rețeaua de 50 Hz.

În intervalul $\Delta\alpha$ se poate scrie ecuația [9]:

$$u_{d1} - u_{d2} = (L_{d1} + L_{k1}) \frac{di_{d1}}{dt} - (L_{d2} + L_{k2}) \frac{di_{d2}}{dt}. \quad (1)$$

Întrucît $L_{d1} = L_{d2} = L_d$, $L_d \gg L_k$, ecuația (1) devine:

$$u_{d1} - u_{d2} = L_d \frac{d}{dt}(i_{d1} - i_{d2}) = L_d \frac{d(\Delta I_d)}{dt}. \quad (2)$$

Saltul de curent într-un singur interval $\Delta\alpha$ este :

$$\Delta I_d = \int_{t_1}^{t_2} \frac{u_{d1} - u_{d2}}{L_d}\, dt =$$

$$= \frac{U_m}{\omega L_d} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha_1}^{\frac{\pi}{6}+\alpha_2} \left[\sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) - \right.$$

$$\left. - \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) \right] d\omega t,$$

care după calcule rezultă :

$$\Delta I_d = \frac{2U_m}{\omega L_d} \sin\frac{\Delta\alpha}{2} \sin\frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2}. \qquad (3)$$

În figura 3 s-a reprezentat dependența saltului de curent redresat în decursul unui singur tact de redresor, avînd ca parametru unghiul de comandă α_1 al primului redresor.

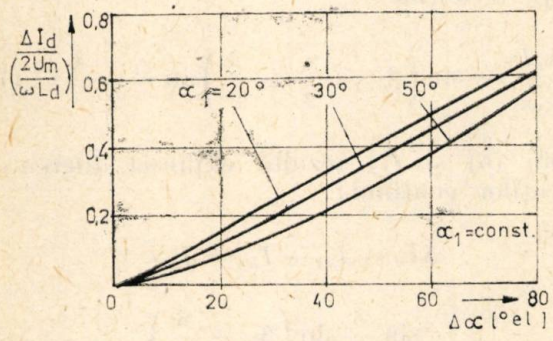


Fig. 3. Variația diferenței curenților redresați în decursul a 3,33 ms la diferențe de $\Delta\alpha$ în comanda redresoarelor.

Rezultă că, în lipsa unui sistem de reglare în buclă închisă, datorită caracterului aditiv al variației curenților redresați, în decurs de cîteva tacte de redresor un curent se dublează, iar celălalt se anulează. Pentru cazul a două convertoare cu puteri nominale de 350 kW, frecvență nominală 2 500 Hz, alimentate de la transformatoare cu amplitudinea tensiunii secundare $U_m = \sqrt{2}\,440$ V, cu $L_d = 3{,}1$ mH și $\alpha_1 = 30°$, în tabelul 1 se dau valorile saltului de curent ΔI_d și a timpului T_d de scădere a curentului I_{d2} de la valoarea nominală la zero, timp socotit din momentul apariției defazajului $\Delta\alpha$ în treaptă.

Pe baza datelor din tabel se constată că la o diferență $\Delta\alpha = 30°$ deja curentul I_{d2} se anulează într-o perioadă a tensiunii de rețea,

Tabelul 1

Dinamica curenților redresați în cazul diferenței unghiurilor de comandă la redresoare

$\Delta\alpha 0\ e_1$	10	20	30	40	60
ΔI_d, A	64	141	231	333	551
T_d ms	69,6	31,4	19,4	13,2	8

deci, sînt necesare măsuri de reglare și limitare rapide pentru a se evita asemenea dezechilibre puternice. Pe de altă parte, aceleași efecte pot fi utile în regimuri tranzitorii ca pornirea unui convertor condus sau decuplarea unui convertor.

2.2. Tensiuni de alimentare de amplitudini diferite

Considerînd tensiunile de alimentare a redresoarelor în fază, dar de amplitudini diferite $U_{m1} > U_{m2}$ (fig. 2), cu unghiuri de comandă la redresor egale $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$, în mod similar cu cazul anterior se creează condiții de generare a curenților de circulație. Cu ipotezele acceptate, variația diferenței curenților redresați $\Delta I_d = I_{d1} - I_{d2}$ în decursul unui puls de redresor (3,33 ms) se calculează cu relația [9] :

$$\Delta I_d = \frac{1}{\omega L} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}+\alpha} \left[U_{m1} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) - \right.$$

$$\left. - U_{m2} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \right] d\omega t,$$

rezultînd :

$$\Delta I_d = \frac{U_{m1} - U_{m2}}{\omega L_d} \cos\alpha = \frac{\Delta U_m}{\omega L_d} \cos\alpha. \qquad (4)$$

În figura 4 se indică variația diferenței curenților redresați în funcție de unghiul de comandă al redresorului, pentru diferențe ale amplitu-

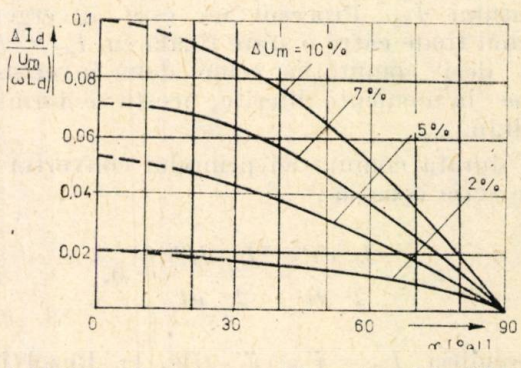


Fig. 4. Variația diferenței curenților redresați în interval de 3,33 ms la diferențe de amplitudine ale tensiunilor de frecvență industrială.

Tabelul 2

Dinamica curenților redresați în cazul tensiunilor de rețea de amplitudini diferite

$\Delta U_m/U_m$ [%]	2	5	7	10
ΔI_d [A]	12,7	31,8	44,6	63,7
T_d [ms]	348	139	100	70

dinii tensiunilor de alimentare ale redresoarelor pînă la 10%, iar în tabelul 2 se dau valorile lui ΔI_d și T_d pentru același convertor de 350 kW, 2 500 Hz.

După cum se constată dinamica variației curenților este mai lentă, dar fenomenul fiind aditiv, sistemul tinde tot spre descărcarea completă a convertorului 2.

În condiții de exploatare industrială se produc curenți de circulație atît din cele două motive enumerate mai înainte, cît și defazajele dintre tensiunile de alimentare ale redresoarelor sau combinații ale cauzelor anterioare. În vederea anulării efectelor curenților de circulație, la ICPE — Tg. Mureș s-a dezvoltat un sistem de reglare adaptiv multivariabil.

2.3. Decalaje la comutația tiristoarelor invertoarelor

Deși toate invertoarele sistemului de convertoare sînt sincronizate de la circuitele de formare a impulsurilor de comandă ale convertorului pilot, există motive ca diagonalele diferitelor invertoare să fie comandate cu întîrziere: întîrzieri pe liniile de transmitere a impulsurilor de comandă, timpi de întîrziere diferiți la intrarea în conducție a tiristoarelor, temperatura diferită a joncțiunii tiristoarelor invertoarelor.

Se consideră cazul a două convertoare funcționînd în paralel, în ipoteza înlocuirii redresoarelor cu surse de tensiune continuă ideală. Analiza teoretică și simulările pe calculator arată că, în cazul întîrzierii intrării în conducție a tiristoarelor invertorului $I2$ față de $I1$ cu timpul τ (fig. 5), aceasta duce la un proces tranzitoriu de creștere a curentului I_{d1} și scădere a curentului I_{d2}. Procesul nu este divergent, sistemul tinde către o stare finală cu $I_{d2} < I_{d1}$, cînd, deși comutația celor două invertoare începe în momente diferite, acesta se termină simultan.

Pe durata comutației primului convertor se poate scrie ecuația:

$$u_s + \frac{L_k}{2}\frac{di'}{dt} - \frac{L_k}{2}\frac{di''}{dt} = 0, \qquad (5)$$

cu condiția $I_{d1} = i' + i''$ (fig. 1). Rezolvînd ecuația (5) în intervalul $(\beta_0, \beta_0 + \gamma_1)/\omega_c$ cu ω_c — pulsația de comandă a tensiunii de frecvență medie, [9] este:

$$\frac{I_{d1}\omega_c L_k}{2U_{sm}} = \sin\left(\beta_0 + \frac{\gamma_1}{2}\right)\sin\frac{\gamma_1}{2}. \qquad (6)$$

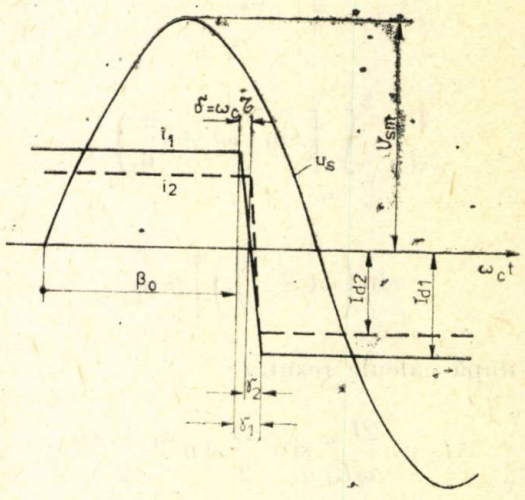


Fig. 5. Curbele tensiunii și curenților de ieșire din convertoare la întîrzierea comenzii la unul din invertoare.

Scriind ecuația analogă cu (5) pentru al doilea convertor pe intervalul $(\beta_0 + \gamma_1 - \gamma_2,\ \beta_0 + \gamma_1)$, se obține:

$$\frac{I_{d2}\omega_c L_k}{2U_{sm}} = \sin\left(\beta_0 + \frac{\gamma_1}{2} + \frac{\delta}{2}\right)\sin\frac{\gamma_1 - \delta}{2}. \qquad (7)$$

Din (6) și (7) rezultă expresia diferenței curenților continui:

$$\Delta I_d = I_{d1} - I_{d2} = I_{d2}\cdot \frac{\sin\frac{\delta}{2}\sin\left(\beta_0 - \frac{\delta}{2}\right)}{\sin\frac{\gamma_1 - \delta}{2}\sin\left(\beta_0 + \frac{\gamma_1}{2} + \frac{\delta}{2}\right)}. \qquad (8)$$

Unghiul de comutație γ_1 depinde de curentul I_{d1}. Considerînd curentul total absorbit de sarcină $I_{d1} + I_{d2} = I_{dt}$ constant, ecuația (8) se poate rezolva în raport cu I_{d2}, ținînd seama de ecuațiile suplimentare (9):

$$\gamma_1 = \frac{(I_{dt} - I_{d2})\,\omega_c L_k}{U_{sm}\sin\beta_0}; \quad \Delta I_d = I_{dt} - 2I_{d2}. \qquad (9)$$

Pentru cazul concret analizat a două convertoare de putere 350 kW și $f_c = 2\,500$ Hz fiecare, cu timpul de siguranță la blocarea tiristoarelor de 30 μs și bobine de comutație liniare de valori $L_k = 5$ μH, în figura 6 se indică dependența valorilor finale ale curenților celor două con-

vertoare de valoarea τ a întîrzierii intrării în comutație a celui de-al doilea invertor (s-a considerat că întîrzierea practic nu poate depăși 3...5 μs). La obținerea curbelor din figura 6

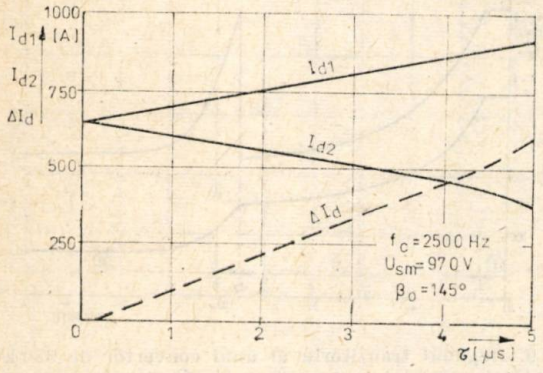


Fig. 6. Variația curenților redresați și a diferenței lor în funcție de întîrzierea τ în comanda invertorului *I2* (două convertoare de 350 kW).

s-a considerat curentul continuu total I_{dt} constant, independent de valoarea întîrzierii τ. Din simulările pe calculator s-a constatat că fără modificarea tensiunilor continue, a frecvenței de comandă sau a parametrilor sarcinii, cu creșterea timpului τ crește și curentul total absorbit, ducînd la o creștere corespunzătoare a tensiunii de frecvență medie (de exemplu la $\tau = 2$ μs, curentul I_{dt} crește cu 2,6% față de valoarea inițială).

După apariția întîrzierii τ procesul tranzitoriu de modificare a curenților spre valoarea finală, determinabilă cu relațiile (8) și (9), are caracter aperiodic, cu constanta de timp determinată de inductivitățile L_d ale convertoarelor. În decursul cîtorva tacte de redresor dezechilibrul curenților redresați devine important. Pentru a reechilibra convertoarele s-a elaborat un regulator rapid, care să forțeze întîrzierea comutației invertoarelor în sens contrar celui care a provocat dezechilibrul [10].

3. Regimuri tranzitorii în sistemul de convertoare

Una din problemele de soluționat constă în determinarea modului în care să se introducă în funcțiune un convertor, cu invertorul conectat la barele BMF, la care este deja conectat cel puțin un convertor (pilotul).

O variantă ar fi utilizarea curenților de circulație în favoarea creșterii forțate a curentului la convertorul de pus în funcțiune. În acest scop trebuie ca tensiunea medie redresată să fie fixată deasupra tensiunii convertoarelor care deja funcționează normal, ca ulterior, după ce curentul a crescut suficient, tensiunea redresată să se readucă la valoarea corelată cu celelalte convertoare. Acest mod de pornire nu necesită elemente auxiliare la convertor, dar se complică mult sistemul de comandă și coordonare.

Încercînd pornirea unui convertor cu condiții inițiale nule ($I_d(0) = 0$) și tensiunea redresată egală cu cea a celorlalte convertoare, aceasta este nesigură deoarece se succed periodic intervalele în care valoarea instantanee a tensiunii redresate este mai mică decît valoarea instantanee a tensiunii alternative de medie frecvență, iar curentul I_d nu poate crește monoton.

Pornirea unui convertor suplimentar este necesară dacă puterea absorbită de sarcini depășește puterea totală a convertoarelor în funcțiune. În această situație curenții redresoarelor fiind limitați de sistemul de reglare, tensiunea pe bare u_s (fig. 1) scade sub valoarea nominală. Situația cea mai grea este atunci cînd un convertor este solicitat la o sarcină dublă, situație în care tensiunea de medie frecvență se reduce la jumătate. În asemenea condiții pornirea unui convertor suplimentar este posibilă, imprimînd un curent inițial prin bobina sa de filtrare ($I_d(0) \neq 0$), chiar cu tensiunea redresată, de valoare egală cu cea a celorlalte convertoare.

Un asemenea regim tranzitoriu, simulat numeric, este reprezentat în figura 7, convertorul 2 de pornit avînd un curent inițial de numai 5 A (0,75% din curentul nominal). Curbele se referă la două convertoare de 350 kW. Procesul tranzitoriu, pînă cînd curenții devin egali, durează peste 2 500 tacte de invertor (un tact este o semiperioadă de tensiune de medie frecvență), adică peste 500 ms, la frecvența de 2 500 Hz.

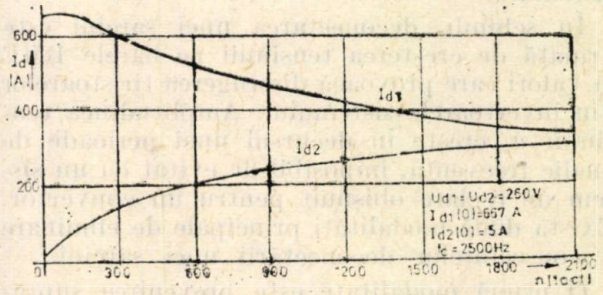


Fig. 7. Regimul tranzitoriu de intrare în funcțiune a convertorului 2 fără circuit de pornire similar pilotului (1 tact = 200 μs).

Curentul inițial necesar unei porniri sigure fiind foarte mic (1...2% din curentul nominal), convertoarele sistemului — cu excepția convertorului pilot — vor fi echipate cu un circuit simplu de pornire, constînd dintr-o rezistență R_i conectată între barele de curent continuu dintre bobina L_d și invertor, prin intermediul unui întreruptor mecanic (fig. 8).

După ce curentul convertorului pornit a crescut, rezistența R_i se decuplează prin simpla deschidere a întreruptorului; variația cu

1...2% a curentului nu afectează buna funcționare a convertorului.

Altă problemă de soluționat este asigurarea siguranței în funcționare a sistemului la conec-

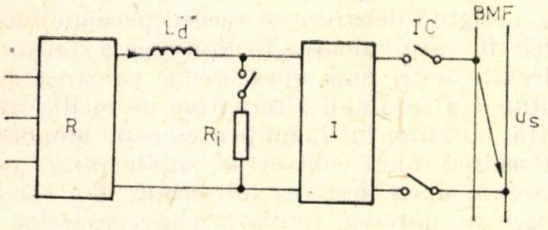


Fig. 8. Schema convertorului cu circuitul auxiliar simplificat pentru intrare în funcțiune în sincronism.

tarea sau deconectarea unor sarcini (posturi de încălzire prin inducție) prin manevrarea întreruptoarelor *IS* (fig. 1).

Cuplarea la barele BMF a unei noi sarcini produce scăderea inductanței și rezistenței echivalente a sarcinilor și creșterea capacității echivalente a condensatoarelor de compensare. Modificarea în treaptă a sarcinii produce scăderea tensiunii u_s, urmată de creșterea curentului total redresat. Aceste procese nu constituie dificultăți pentru siguranța în funcționare a sistemului.

În schimb, deconectarea unei sarcini este urmată de creșterea tensiunii pe barele BMF la valori care provoacă distrugerea tiristoarelor din invertoarele sistemului. Amplitudinea tensiunii u_s crește în decursul unei perioade de medie frecvență, imposibil de evitat cu un sistem de reglare obișnuit pentru un convertor. Există două modalități principale de eliminare a consecințelor deconectării unei sarcini.

O primă modalitate este prevenirea supratensiunii. Dacă se cunoaște intenția de a se deconecta o sarcină (deconectarea concomitentă a mai multor sarcini se interzice prin logica sistemului), se pregătește sistemul prin reducerea tensiunilor redresate la o valoare, care să permită un salt de tensiune u_s, fără a se depăși valoarea admisibilă. În figura 9 se prezintă regimurile tranzitorii ale unei astfel de strategii, obținute prin simularea numerică a două convertoare de cîte 350 kW.

Convertoarele funcționează în regim nominal (zona I), cînd se recepționează intenția de deconectare a 50% din sarcina de la barele BMF ($U_{d1} = U_{d2} = 515$ V, $I_{d1} = I_{d2} = 667$ A, parametrii sarcinii echivalente : $R = 22{,}7$ mΩ, $L = 7{,}9$ μH, $C = 562$ μF — sarcină de 700 kW). Anticipînd că sarcina decuplată este 50% din sarcina totală, în momentul t_1 se reduc tensiunile redresate la $U_d = (515/2)$V. Ca urmare, în aproximativ 100 tacte de invertor — 20 ms — amplitudinea tensiunii u_s se reduce la 442 V (zona II). În momentul t_2 se produce decuplarea unei sarcini de 350 kW : tensiunea pe sarcină în decurs de o perioadă (2 tacte) se dublează, dar nu depășește valoarea admisibilă. Tensiunea de medie frecvență revine la valoarea

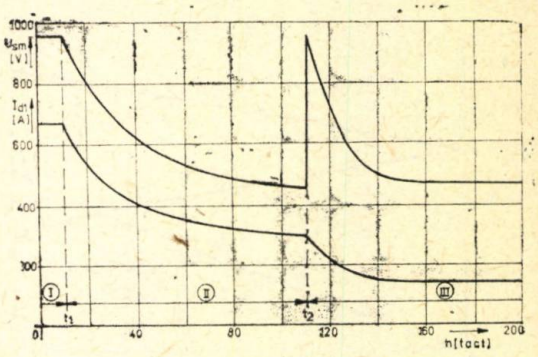


Fig. 9. Regimul tranzitoriu al unui convertor de 350 kW, 2 500 Hz la variația în treaptă a tensiunii redresate (t_1) și deconectarea a 50% din sarcina la barele de medie frecvență (t_2) (1 tact = 200 μs).

normală, corespunzătoare tensiunii redresate, în mai puțin de 50 tacte — 10 ms (zona III), după care sistemul de reglare a tensiunii u_s readuce tensiunea la valoarea nominală.

Metoda de prevenire a supratensiunilor impune un sistem complex de anticipare și evaluare cu microcalculator a ponderii sarcinii ce urmează a fi decuplată.

A doua modalitate de eliminare a consecințelor decuplării unei sarcini constă în dispunerea pe barele de medie frecvență a unei protecții rapide la supratensiune, care să limiteze tensiunea maximă pe bare. Protecția trebuie să funcționeze cel mult 50 tacte chiar la cele mai nete variații de sarcină. Această modalitate de protecție are avantajul simplificării lanțului informațional al sistemului de convertoare și asigurării unei protecții eficientă la orice supratensiune, indiferent de cauza apariției acestuia. O variantă de protecție este indicată în [12].

4. Concluzii

În lucrare se prezintă problemele fundamentale ale unui sistem de convertoare statice de medie frecvență cu invertoare în punte monofazată, funcționînd în paralel pe bare comune de medie frecvență, cu un număr variabil de posturi de încălzire. Analizînd convertoarele în sistem de reglare cu buclă deschisă, se prezintă problemele legate de curenții de circulație din convertoare și regimurile tranzitorii legate de introducerea sau scoaterea din funcțiune a unui convertor sau a unei sarcini.

Rezultatele obținute s-au utilizat la dezvoltarea unor structuri de reglare, protecție, comandă și coordonare, necesare realizării la scară industrială de sisteme de convertoare de mare putere (1...4)MW.

MAGYAR ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS INFORMÁCIÓS KÖZPONT 1983

Bibliografie

[1] *Vasiljev, A. S., Sluhockij, A. E.* Perspektivy razvitija ventiljnyh preobrazovatelej častoty dlja pitanija ustanovok indukcionnogo negreva. În: Elektrotehnika, 1980, nr. 10, p. 56—58.

[2] *Conrad,* H. Aktuelle Probleme der Leistungselektronik. În: Elektrie 33, 1979, H3, p. 121—125.

[3] *Matthes, H. G.* Der Thyristorumrichter ein moderner Mittelfrequenzgenerator für Anwendungen in induktiven Elektrowärmeanlagen. În: Tech. Mitt. AEG—Telefunken, 67 1977 H7 p. 283—289.

[4] *Sundberg, Y.* Heat recovery in induction melting plants for iron and steel. În: ASEA—Journal, 52, 1979, p. p. 57—62.

[5] *Vasiljev, A. S.* ș.a. Istočniki pitanija elecktrotermičeskih ustanovok. Moskva, Energoatomizdat, 1985.

[6] *Székely, I.* Studiul dimensionării convertorului cu tiristoare cu invertor paralel pentru încălzirea prin inducție. În: EEA—Electrotehnica, 32, 1984, nr. 2, p. 48—53.

[7] *Miklós, D., Nagy, I.* Stability of current fed inverter. În: Proc. of V-th Power Electronic Conf., Budapest, 1985, III, p. 147—156.

[8] *Gorbacev, G. N., Krivonosov, V. N.* Kompensacija izmenjajuscejsja nagruzki v tiristornyh preobrazovateljah dlja indukcionnogo nagreva. În: Elektrotehnika, 1985, nr. 3, p. 27—28.

[9] *Székely, I., Szenigyörgyi, V.* Circular current analysis in a medium frequency parallel operating converter system. În: Proceedings of EPE, Grenoble, 1987, 1, p. 497—502.

[10] *Székely, I., Măcelaru, M., Dück, W.* Current equalization system for a medium frequency static converter with parallel operating inverters. În: Proceedings of OPTIM, Brașov, 1987, 1, p. 213—218.

[11] *Székely, I.* Regimuri tranzitorii ale invertorului paralel oscilant de medie frecvență cu tiristoare. În: CNEE—Craiova, 1984, 7, p. 225—232.

[12] *Măcelaru, M., Székely, I.* Le protection du système de converteur statiques fonctionnant en parallèle à des surtensions sur les barres de moyenne fréquence. În: Proceedings of OPTIM, Brașov, 1987, 1, p. 225—232

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. ing. C. APEREI ; dr. ing I. BĂTRÎNA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCENICA ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLĂȚEANU ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNUȚ ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUȘCAȘU ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA" (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Electrotehnice, apare în cadrul Institutului de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Industria Electrotehnică (I.C.P.E.) București. Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimte la redacția revistei, București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90. int. 475 și 695, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poștal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 301700301 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții, ca și pentru persoane particulare este de 120 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA și AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM" — departamentul export — import presă — București — Calea Griviței nr. 64—66. P.O.B. — 2001 — Telex 01.12.26

Tiparul :
Întreprinderea Poligrafică „Informația"
București, str. Brezoianu nr. 23—25, cd. 1177

E 2040/1

REFERÁLVA

ETE

R 1990 -01- 03

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 37 • NR. 5 • IULIE 1989

IIRUC service

Întreprinderea pentru întreţinerea şi Repararea Utilajelor de Calcul şi de Electronică Profesională

Bucureşti — România
Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, sector 2
Telefon : 88.20.70
Telex : Service I.I.R.U.C. 11716 R

Întreprinderea noastră a luat fiinţă în 1968, în Bucureşti.
Acum, IIRUC oferă service tehnic pentru o gamă foarte largă de echipamente, printre care:
● comandă numerică pentru maşini-unelte ● sisteme şi minisisteme de calcul ● instrumente electronice de analiză şi măsură ● automate de dirijarea circulaţiei ● televiziune în circuit închis ● radiotelefoane ● aparatură medicală ● diverse alte echipamente
În principal, service-ul tehnic pe care îl oferim se compune din :
● întreţinerea preventivă periodică ● Intervenţii la cerere la sediul beneficiarului ● reparaţii şi recondiţionări în laboratoare proprii ● instruirea personalului de exploatare al beneficiarului.
Aceste servicii sînt oferite atît utilizatorilor, cît şi producătorilor români sau străini, în România sau pe terţe pieţe.

11 SECŢII DE PRODUCŢIE — 80 DE FILIALE

În prezent, IIRUC deţine contracte de service cu mai mult de 16 000 de beneficiari români sau străini, deservind un parc de peste 350 000 de unităţi fizice.
Mai mult decît atît, acest parc se caracterizează prin existenţa a aproximativ 1 000 de tipuri diferite de echipamente, provenind de la 60 de producători independenţi.
Pentru a răspunde acestor cerinţe, ne-am structurat activitatea pe 11 secţii de producţie coordonate prin Sediul Central din Bucureşti.

Secţii naţionale pentru service dedicat

- **S 15** — Procese automatizate prin comandă numerică
  — Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, Bucureşti/România, sectorul 2, tel. : 87.37.20
- **S 20** — Sisteme şi minisisteme de calcul cu utilizare generală
  — Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, Bucureşti/România, sectorul 2, tel. : 88.68.20

Secţii teritoriale pentru service generalizat

- **S 03 — BUCUREŞTI**
  — Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, Bucureşti/România, sectorul 2, tel. : 88.60.65
- **S 07 — OLTENIA**
  — Cartier Rovine, bl. A, Craiova/România, tel. : 941/4.70.61
- **S 08 — BANAT**
  — Piaţa 700, Timişoara/România, tel. : 961/3.45.26
- **S 09 — TRANSILVANIA-NORD**
  — Str. Cîmpeni nr. 28, Cluj-Napoca/România, tel. : 951/3.41.14
- **S 10 — TRANSILVANIA-SUD**
  — Str. Traian nr. 34, Braşov/România, tel. : 921/3.09.37
- **S 11 — MOLDOVA**
  — Str. Republicii, Iaşi/România, tel. : 981/3.28.44, 3.33.02
- **S 12 — MUNTENIA**
  — Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, Bucureşti/România, sectorul 2, tel. : 88.61.80
- **S 13 — DOBROGEA**
  — Str. Poporului nr. 121, Constanţa/România, tel. : 916/6.45.95, 6.47.93

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 37 Nr. 5 Iulie 1989

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 537.212 :621.315.5

CÎMP ELECTROMAGNETIC
CONDUCTOARE MASIVE

Vasiliu, M., Ionel, D. M.: **Pierderi de putere în conductoare masive prin curenţi turbionari induşi de un cîmp magnetic dreptunghiular variabil în timp.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 5, iulie 1989, p. 171

În lucrare se studiază pătrunderea cîmpului electromagnetic periodic nesinusoidal în conductoare masive prin aplicarea unei metode bazată pe transformatele Fourier. Pornind de la soluţiile periodice ale ecuaţiilor cîmpului electromagnetic, obţinute sub forma unor reprezentări integrale, sînt analizate aspectele energetice asociate : pierderile de putere activă şi adîncimea de pătrundere în regim nesinusoidal.

CZ 621.314.02

ÎNCĂLZIRE PRIN INDUCŢIE
CONVERTIZOR STATIC
MEDIE FRECVENŢĂ

Tamáş, A., Finna, Cs., Kelemen, G.: **Metode noi în comanda generatoarelor statice de medie frecvenţă cu punte invertoare monofazată.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 5, iulie 1989, p. 177

Din rezultatele cercetării întreprinse pentru modernizarea generatoarelor statice de medie frecvenţă se prezintă probleme legate de elaborarea unei metode noi de amorsare a oscilaţiilor, de reglarea timpului de siguranţă al tiristoarelor invertorului şi de protecţia elementelor circuitului de forţă. Se dau scheme de principiu şi diagrame de timp privind funcţionarea circuitelor pe baza metodelor prezentate.

CZ 621.314 :681.513 :681.511

GENERATOR STATIC DE MEDIE FRECVENŢĂ
CONTROL ADAPTIV
ESTIMARE DE PARAMETRI

Laszlo, D.: **Metodă de estimare „on line" a parametrilor de circuit pentru generatoare statice de medie frecvenţă.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 5, iulie 1989, p. 181

Se prezintă aplicarea metodei de estimare „on line" pentru determinarea parametrilor de circuit echivalenţi. Rezultatele sînt ilustrate prezentîndu-se simulările bazate pe model. Este posibilă implementarea ei într-un sistem de reglare autoacordabil pentru procese neliniare cu parametri variabili.

CZ 621.719.7 :536.2

TRANSFER DE CĂLDURĂ
SUDURA CU FASCICUL DE ELECTRONI

Dună, I.: **Unele consideraţii privind modelarea fenomenului de transfer al căldurii în cazul unei suduri cu fascicul de electroni.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 5, iulie 1989, p. 183

Transferul de căldură la impactul unui fascicul de electroni cu un metal este studiat pornind de la ecuaţia generală a căldurii, rezultînd o serie de relaţii de calcul cu un larg caracter de generalitate. Procesele fizice în canalul de sudură sînt analizate pe larg, rezultînd o concordanţă corespunzătoare între datele de calcul şi cele experimentale.

CZ 621.314.02 :621.365.5

CONVERTOR STATIC
MEDIE FRECVENŢĂ
ÎNCĂLZIRE PRIN INDUCŢIE

Keresztesi, D.: **Analiza sistemului de convertizoare statice de medie frecvenţă cuplate în paralel.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37** nr. 5, iulie 1989, p. 191

Mărirea puterii convertizoarelor statice de medie frecvenţă utilizate în electrotermie a născut ideea cuplării lor în paralel, alimentînd printr-o bară de medie frecvenţă mai mulţi consumatori (posturi de încălzire inductive). Lucrarea prezintă o schemă de regulatoare cu structura în cascadă, răspunsul sistemului la perturbaţii ca salt-treaptă al referinţei, variaţia sarcinii şi regimurile de pornire-oprire.

CZ 621.365.2 :621.365.5 :621.319.4

ELECTROTERMIE
ÎNCĂLZIRE PRIN INDUCŢIE
CONDENSATOARE DE PUTERE

Dumitraşcu, V. M., Brad, D.: **Condensatoare pentru instalaţii de încălzire prin inducţie la medie frecvenţă (electrotermie).**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 5, iulie 1989, p. 193

Condensatoarele de putere de medie frecvenţă sînt destinate furnizării de putere reactivă în instalaţiile industriale de încălzire prin inducţie, asigurînd funcţionarea normală la randament maxim a acestora. Lucrarea prezintă astfel de condensatoare, precum şi fabricaţia lor în ICPE.

CZ 621.314.5 :621.365.5

CONVERTIZOR STATIC
ÎNCĂLZIRE PRIN INDUCŢIE

Doki, T., Kelemen, G.: **Alegerea şi dimensionarea bobinelor din generatoarele de medie frecvenţă cu invertor în punte monofazată.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 5, iulie 1989, p. 199

Se prezintă cîteva considerente privind alegerea soluţiilor constructive şi dimensionarea bobinelor de filtrare şi de comutaţie utilizate în generatoarele statice de medie frecvenţă cu invertor în punte monofazată. Se urmăreşte îmbunătăţirea performanţelor, reducerea pierderilor şi creşterea fiabilităţii instalaţiei.

MŰSZAKI INFORMÁCIÓS KÖZPONT ÉS KÖNYVTÁR 1985

CZ 621.314.21 :621.314 :621.3.018.3

REGIM DEFORMANT
ARMONICI DE CURENT
TARNSFORMATOR

Balazs, E.: **Asupra alegerii transformatorului de reţea în vederea diminuării regimului deformant.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 5, iulie 1989, p. 204

Se prezintă : modul de alegere a conexiunii transformatorului de reţea pentru redresoare trifazate în punte, astfel încît armonicile curentului de reţea să fie cît mai reduse ; forma curenţilor de reţea în cazul celor cinci conexiuni ale transformatorului ; calculul armonicilor curenţilor de reţea.

CZ 621.365.2/9 :537.122

ELECTROTERMIE
FASCICUL DE ELECTRONI
TEHNOLOGII

Mihăieseu, M. G.: **Tehnologii avansate bazate pe electrotermie cu fascicul de electroni.**

E.E.A. — **Electrotehnica** 37, nr. 5, iulie 1989, p. 206

Se prezintă : aspecte referitoare la generarea fasciculului de electroni şi utilajele aferente, aspecte legate de efectul termic asupra materialului bombardat, ca şi principalele electrotehnologii cu fascicul de electroni şi aplicaţii ale acestora.

CZ 621.317.39

TUN DE ELECTRONI

László, D.: **Compensarea influenţei variaţiilor tensiunii înalte asupra deflexiilor fluxului de electroni acceleraţi.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 5, iulie 1989, p. 214

Lucrarea se referă la o metodă de compensare a perturbaţiilor deflexiilor şi a focalizării fluxului de electroni acceleraţi.

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 537.212: 621.315.5

ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ ПОЛЕ
МАССИВНЫЕ ПРОВОДНИКИ

Василиу, М., Ионел, Д. М.: **Потери мощности в массивных проводниках через вихревые потоки наведенные магнитным прямоугольным полем переменным во времени.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 37**, № 5, июль 1989 г., стр. 171

В работе изучается проникновение электромагнитного поля периодически-несинусоидального в массивные проводники с помощью применения метода, основанного на преобразованных Фурьер. Начиная от периодических решений уравнений электромагнитного поля, полученных в виде интегральных представлений, анализируются энергетические аспекты ассоциированные: потери активной мощности и глубина проникновения в несинусоидальный режим.

УДК 621.314.02

ИНДУКЦИОННЫЙ НАГРЕВ
СТАТИЧЕСКИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ
СРЕДНЯЯ ЧАСТОТА

Тамаш, А., Финна, К., Келемен, Г.: **Новые методы при управлении статических генераторов средней частоты с реверсирующем однофазном мостом.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 37**, № 5, июль 1989 г., стр. 177

Из результатов проведенных исследований в области модернизации статических генераторов средней частоты представляются вопросы связанные с разработкой нового метода возбуждения колебаний, проблемы регулирования времени затухания тиристоров преобразователя и безопасности элементов силовой цепи. Представляются принципиальные схемы и диаграммы времени функционирования цепей на основе представленных методов.

УДК 621.314: 681.513: 681.511

СТАТИЧЕСКИЙ ГЕНЕРАТОР СРЕДНЕЙ ЧАСТОТЫ
ПРИСПОСОБЛЯЕМЫЙ КОНТРОЛЬ
ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ

Лазло, Д.: **Методы определения „on line" параметров цепи для статических генераторов средней частоты.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 37**, № 5, юль 1989 г., стр. 181

Представляется применение метода определения „on line" параметров эквивалентных цепей. Результаты указаны представляясь моделирования на основе модели. Возможно его применение в регулирующую систему автосогласующей для нелинейных процессов с переменными параметрами.

УДК 621.791.7: 536.2

ПЕРЕХОД ТЕПЛОТЫ
ПАЙКА С ЭЛЕКТРОННЫМ ПОТОКОМ

Дунэ, И.: **Некоторые соображения относительно моделирования феномена теплоперехода в случае пайки с электронным потоком.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 37**, № 5, июль 1989 г., стр. 183

Теплопереход при ударе электронного потока с металлом изучен, начиная от основного уравнения теплоты, откуда результирует серия отношений вычисления с широким характером обобщения. Физические процессы в канале пайки широко анализированы, откуда результирует соответствующее совпадение между вычислительными данными и экспериментальными данными.

УДК 621.314.02: 621.365.5

СТАТИЧЕСКИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ
СРЕДНЯЯ ЧАСТОТА
ИНДУКЦИОННЫЙ НАГРЕВ

Керестеши, Д.: **Анализ системы статических преобразователей средней частоты параллельно соединенных.**

Е.Е.А.— **Electrotehnica 37**, июль 1989 г., стр. 191

Увеличение мощности статических преобразователей средней частоты, использующих в области электротермии приводит к идею их параллельного соединения, питая через шинопровод средней частоты, несколько потребителей (установки индукционного нагрева). В работе представлена схема регуляторов каскадной структуры; реакция на воздействие помех как скачок-выступ отзыва, варирование нагрузки и режимы пуска-остановки.

УДК 621.365.2:621.365.5:621.319.4

ИНДУКЦИОННЫЙ НАГРЕВ
МОЩНЫЕ КОНДЕСАТОРЫ

Думитрашку, В. М., Брад, Д.: **Конденсаторы для индукционно обогревающих установок средней частоты (электротермия).**

Е.Е.А.— **Electrotehnica 37**, № 5, июль 1989 г., стр. 193

Мощные конденсаторы средней частоты предназначены подачи реактивной мощности в промышленные индукционно обогревающих установках, обеспечивая нор-

мальное функционирование при их максимальном у.д.к. В работе представлены не только конденсаторы, а и их изготовление в ICPE.

УДК 621.314.5: 621.365.5

СТАТИЧЕСКИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ
ИНДУКЦИОННЫЙ НАГРЕВ

Доки, Т., Келемен, Г.: **Выбор и определение размеров катушек генераторов средней частоты с инвертером однофазным мостом.**

Е.Е.А — **Electrotehnica 37,** № 5, июль 1989 г., стр. 199

Представлены некоторые соображения о выборе конструктивных решений и определении размеров дренажных и коммутирующих катушек, использующих при статических генераторах средней частоты с инвертером однофазным мостом. Преследуется усовершенствование качественных показателей, уменьшение потерей и повышение надежности установки.

УДК 621.314.21: 621.314: 621.3.018.3

ДЕФФОРМИРУЮЩИЙ РЕЖИМ
ГАРМОНИКИ ТОКА
ТРАНСФОРМАТОР

Балаш, Е.: **О выборе трансформатора сети с целью ослабления дефформирующего режима.**

Е.Е.А — **Electrotehnica 37, №** 5, июль 1989 г., стр. 204

Представляется способ присоединения трансформатора сети для трёхфазного выпрямителя по мостовой схеме так, чтобы гармоники сетевого тока были как можно уменьшенными; форма сетевых токов в случае пяти присоединений трансформатора; расчёт гармоник сетевых токов.

УДК 621.365.2/9: 537.122

ЭЛЕКТРОТЕРМИЯ
ЭЛЕКТРОННЫЙ ПУЧОК
ТЕХНОЛОГИИ

Михэиеску, М. Г.: **Передовые технологии на основе электротермии с электронным пучком.**

Е.Е.А — **Electrotehnica 37,** № 5, июль 1989 г., стр. 206

Представляются виды отношения генерирования электронного пучка и принадлежащие устройчтва, связанные с термическом эффектом на бомбардированный материал, с основными электротехнологиями с электронными пучками а также и их применение.

УДК 621.317.39

ЭЛЕКТРОННАЯ ПУШКА

Ласзло, Д.: **Уравнивание влияния вариации высокого напряжения на отклонение пучка ускорительных электроннов.**

Е.Е.А — **Electrotehnica 37,** № 5, июль 1989 г., стр. 214

Работа относится к методу уравнивания помех отклонений и фокусировании пучка ускорительных электроннов.

INHALT

DK 537.212 :621.315.5

ELEKTROMAGNETISCHES FELD
MASSIVE LEITER

Vasiliu, M., Ionel, D. M.: **Leistungsverluste in massiven Leitern durch von einem rechteckigen, zeitlich veränderlichen Magnetfeld induzierte Wirbelströme.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, Nr. 5, Juli 1989, S. 171

Im Beitrag wird das Eindringen des periodisch nichtsinusoidalen elektromagnetischen Feldes in massive Leiter, durch die Anwendung einer auf der Fourier-Transformierten basierten Methode, untersucht. Ausgehend von den periodischen Lösungen der elektromagnetischen Feldgleichungen, die in der Form von Integraldarstellungen erhalten wurden, werden die herangezogenen energetischen Aspekte analysiert: die Wirkleistungsverluste und die Eindringgiefe im nichtsinusoidalem Betrieb.

DK 621.314.02

ERWÄRMUNG DURCH INDUKTION
STATISCHER UMFORMER
MITTELFREQUENZ

Tamás, A., Finna, Cs., Kelemen, G.: **Neue Methoden der Steuerung für die statische Mittelfrequenzgeneratoren mit monophasischer Inverterbrücke.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, Nr. 5, Juli 1989, S. 177

Aus den bearbeiteten Untersuchungsergebnisse für die Modernisierung der statischen Mittelfrequenzgeneratoren werden Probleme für den Entwurf einer neuen Methode des Schwingungseinsatzes, der Regelung für die Sicherung der Thyristoren und für den Schutz der Kreislaufkraftelemente, dargestellt. Es werden Prinzipschemas und Zeitdiagramme bezüglich der Kreisläufe auf Grund der vorgestellten Methoden, dargelegt.

DK 621.314 :681.513 :681.511

STATISCHER MITTELEFREQUENZGENERATOR
ADAPTIVE PRÜFUNG
PARAMETERSCHÄTZUNG

Laszlo, D.: **Schätzungsmethoden „on line" der Kreislaufparameter für statische Mittelfrequenzgeneratoren.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, N4. 5, Juli 1989, S. 181

Es wird die Anwendung der Schätzungsmethode „on line" für die Bestimmung der äquivalenten Kreislaufparameter dargestellt. Die Ergebnisse werden auf Grund der Modellsimulation beschrieben. Es ergibt sich die Möglichkeitder Simulationsimplementierung in einem Selbstregelsystem für nichtlineare Vorgänge mit variablen Parameter.

DK 621.791.7 :536.2

WÄRMEÜBERTRAGUNG
ELEKTRONENSTRAHLSCHWEISSEN

Dună, I.: **Einige Betrachtungen über das Modellieren der Wärmeübetragungserscheinung im Fall des Elektronenstrahlschweissens.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, Nr. 5, Juli 1989, S. 183

Ausgehend von der allgemeinen Wärmegleichung wird die Wärmeübertragung beim Auftreffen eines Elektronenstrahls auf ein Metall untersucht, wobei man eine Reihe von Beziehungen grosser Allgemeinheit erhält. Die im Schweisskanal auftretenden physischen Prozesse werden weitgehend ana-

lysiert, wobei eine entsprechende Übereinstimmung zwischen den berechneten und den experimentellen Daten erhalten wurde.

DK 621.314.02 :621.365.5

STATISCHER UMFORMER
MITTELFREQUENZ
ERWÄRMUNG DURCH INDUKTION

Kerestesi, D. : **Systemanalyse der statischen Mitteltrequenzumformer parallell geschaltet.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, Nr. 5, Juli 1989, S. 191

Die Vergrösserung der statischen Mittelfrequenzumformer in der Elektrothermie verwendete, erzeugte die Idee der Parallelschaltung, wobei sie durch eine Mittelfrequenzstange mehrere Verbraucher (z. B. induktive Erwärmungsorte), speist. Die Arbeit stellt eine Reglerschema mit Kaskadenstruktur, als auch die Systemantwort bei Störungen wie Sprung-Stufe der Referenz, Lastvariation und Eingang-Sperregimes, dar.

DK 621.365.2 :621.365.5 :621.319.4

ELEKTROTHERMIE
ERWÄRMUNG DURCH INDUKTION
LEISTUNGSKONDENSATOREN

Dumitrașcu, D. M., Brad, D. : **Kondensatoren für Erwärmungseinrichtungen durch Induktion mit Mittelfrequenz (Elektrothermie).**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, Nr. 5, Juli 1989, S. 193

Die Leistungskondensatoren mit Mittelfrequenz beziehen sich auf die Anlieferung der reaktiven Leistung in industrielle Erwärmungseinrichtungen durch Induktion, wobei der normale Betrieb mit maximaler Leistung gesichert wird. Die Arbeit beschreibt solche Kondensatoren, als auch ihre Herstellung in I.C.P.E.

DK 621.314.5 :621.365.5

STATISCHER UMFORMER
ERWÄRMUNG DURCH INDUKTION

Doki, T., Kelemen, G. : **Auswahl und Dimensionierung der Spulen in Mittelfrequenzgeneratoren mit Inverter in monophasischer Brücke.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, Nr. 5, Juli 1989, S. 199

Es werden einige Betrachtungen bezüglich der konstruktiven Lösungen und der Dimensionierung der Filterwicklungen in statische Mittelfrequenzgeneratoren mit Induktion in monophasischer Brücke, dargestellt. Man verfolgt die Verbesserung der Performanzen, Verlustreduzierung und das Wachsen der Einrichtungszuverlässigkeit.

DK 621.314.21 :621.314 :621.3.018.3

DEFORMIERTES REGIME
STROMSCHWINGUNGEN
WANDLER

Balasz, E. : **Hinsichtlich der Auswahl von Netzwandler bezüglich der Reduzierung des deformierten Regime.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, Nr. 5, Juli 1989, S. 201

Man beschreibt die Auswahlart der Wandlerschaltung für Dreiphasengleichrichter mit Brücke, so dass die Oberschwingungen des Netzstromes sehrniedrig sein sollen ; man beschreibt gleichzeitig die Form der Netzströmungen in den fünf Wandlerschaltungen, als auch die Berechnungen der Netzstromoberschwingungen.

DK 621.365.2/9 :537.122

ELEKTROTHERMIE
ELEKTRONENSTRAHL
TECHNOLOGIEN

Mihăiescu, M. G. : **Fortgeschrittene Technologien auf Grund der Elektrothermie mit Elektronenstrahl.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, Nr. 5, Juli 1989, S. 206

Man beschreibt die Aspekte bezüglich der Elektronenstrahlbildung und deren Getriebe, Aspekte des thermischen Effektes auf dem Stoff, als auch die bedeutendsten Elektrotechnologien mit Elektronenstrahl und deren Einsätze.

DK 621.317.39

ELEKTRONENKANONE

Laszlo, D. : **Einflusskompensation der Hochspannungsvariationen auf beschleunigte Strahlablenkungen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, Nr. 5, Juli 1989, S. 214

Die Arbeit bezieht sich auf eine Kompensationsmethode der Störungen hinsichtlich der beschleunigten Strahlablenkungen.

CONTENTS

DC 537.212 :621.315.5

ELECTROMAGNETIC FIELD
SOLID CONDUCTORS

Vasiliu, M., Ionel, D. M. : **Power losses in solid conductors due to eddy currents induced by a time variable rectangular magnetic field.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, no. 5, July 1989, p. 171

The paper studies the penetration of non-sinusoidal periodic electromagnetic field into solid conductors by applying a Fourier transform method. Starting from the periodic solutions of the electromagnetic field equations obtained as integral representations, the energetic aspects associated with active power losses and penetration depth under a non-sinusoidal condition are analyzed.

DC 621.314.02

INDUCTION HEATING
STATIC CONVERTER
MEAN FREQUENCY

Tamás, A., Finna, Cs., Kelemen, G.: **New methods in controlling mean frequency static converters with single-phase inverter bridge.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, No. 5, July 1989, p. 177

Research results regarding the updating of mean frequency static generators are presented. Problems referring to the development of a new method for the starting of oscillations, reability time adjustment for inverter thyristors, and protection of power circuit elements are stressed on. Schematic & time diagrams for the circuit function are based on the described methods.

DC 621.314. :681.513 :681.511

MEAN FREQUENCY STATIC GENERATOR
ADAPTIVE CONTROL
PARAMETERS EVALUATION

Laszlo, D.: **On-Line evaluation method for the circuit parameters of mean frequency static generators.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, No. 5, July 1989, p. 181

The application of the on-line evaluation method for the prediction of equivalent circuit parameters is presented. The obtained results are illustrated by simulations based on the model. Its implementations possible in a self-regulating control system for a non-linear process with variable parameters.

DC 621.791.7 :536.2

HEAT TRANSFER
ELECTRON BEAM WELDING

Dună, I.: **Some considerations on modelling the heat transfer phenomenon for electron beam welding.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, no. 5, July 1989, p. 183

The heat transfer at the impact of an electron beam on metal is studied on the basis of the general heat equation. The result is a series of computing relations with a high degree of generality. The physical processes in the welding duct are argely analyzed and an adequate agreement between the computation and experimental results is shown.

DC 621.314.02 :621.365.5

STATIC CONVERTER
MEAN FREQUENCY
INDUCTION HEATING

Keresztesi, D.: **Analysis of parallel mean frequency static converters systems.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, No. 5, July 1989, p. 191

The power increase of mean frequency static converters used in electrothermics gave the idea of their parallel coupling, supplying more consumers (inductive heating stations) through a mean frequency bar. The paper presents a cascade regulators diagram, as well as the system response to interferences, charge variations and on/ off states.

DC 621.365.2 :621.365.5 :621.319.4

ELECTROTHERMICS
INDUCTION HEATING
POWER CAPACITORS

Dumitrașcu, V. M., Brad, D.: **Mean frequency capacitors for induction heating plants (Electrothermics).**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, No. 5, July 1989, p. 193

Mean frequency power capacitors are designed for reactive power supply in induction heating industrial plants, providing their normal operation with maximum efficiency. The paper describes this type of capacitors as well as their manufacturing in ICPE.

DC 621.314.5 :621.365.5

STATIC CONVERTER
INDUCTION HEATING

Doki, T., Kelemen, G.: **Selection and size of coils in mean frequency generators with single phase bridge inverter.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, No. 5, July 1989, p. 199

A view on selection of constructive solutions and size of switching and filtering coils used in mean frequency static generators with single-phase bridge inverter is presented. The aim is an improved performance a loss reduction and an ncrease of the equipment reliability.
i

DC 621.314.21 :621.314 :621.3.018.3

DISTORTING STATE
CURRENT HARMONICS
TRANSFORMER

Balász, E.: **On the selection of power transformer in view of reducing state.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, No. 5, July 1989, p. 204

The selection of the power transformer connection for three-phase bridge rectifiers, so that the mains current harmonics are as low as possible. Mains current form for the five connections of the transformer and the mains current harmonics are also presented.

DC 621.365.2/9 :537.122

ELECTROTHERMICS
ELECTRON BEAM
TECHNOLOGIES

Mihăiescu, M. G.: **Advanced technologies based on electron beam electrothermics.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, No. 15, July 1989, p. 206

The problems regarding electron beam generation and the necessary equipment, the thermal effect on bombarded material, the main electron beam technologies as well as their applications, are presented.

DC 621.317.39

ELECTRON GUN

László, D.: **Compensation of high voltage variatons influence on accelerated electron flow deflections.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, No. 5, July 1989, p. 214

This paper presents a new compensation method for deflection perturbances and accelerated electron flow concentrations.

SOMMAIRE

CD 537.212 :621.315.5

CHAMP ÉLECTROMAGNETIQUE
FILS MASSIFS

Vasiliu, M., Ionel, D. M.: **Pertes de puissance dans les fils massifs par courants de Foucault induits par un champ magnétique rectangulaire variable dans le temps.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 5, Juillet 1989, p. 171

Dans l'ouvrage on etudie la penétration du champ électromagnetique périodique non-sinusoïdal dans les fils massifs par l'application d'une méthode basée sur les transformations Fourier. En partant des solutions periodiques des équations

du champ électromagnétique, obtenues sous forme des représentations intégrales, on analyse les aspects énergetiques associés : les pertes de puissance active et la profundeur de pénétration en régime non-sinusoïdal.

CD 621.314.02

CHAUFFAGE À INDUCTION
CONVERTISSEUR STATIQUE
MOYENNE FREQUENCE

Tamás, A., Finna, Cs., Kelemen, G.: **Nouvelles méthodes concernant la commande des générateurs statiques à moyenne fréquence à onduleur monophasé en pont.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 5, juillet 1989, p. 177

À la suite des résultats des recherches entreprises en vue de moderniser les générateurs statiques à moyenne fréquence, on présente des problèmes concernant l'élaboration d'une nouvelle méthode d'amorsage des oscillations, de réglage du temps de sureté des thyristors de l'onduleur et de protection des éléments de circuit de force. On donne des schémas de principe et des diagrammes de temps concernant le fonctionnement des circuits en base des méthodes présentées.

CD 621.314.681.513 :681.511

GÉNÉRATEUR STATIQUE À MOYENNE FRÉQUENCE
CONTRÔLE ADAPTIF
ÉVALUATION DES PARAMETRES

Lászlo, D.: **Méthodes d'évaluation „on line" des paramètres de circuit pour des générateurs statiques à moyenne fréquence.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 5, juillet 1989, p. 181

On présente l'application de la méthode d'engendrement „on line" en vue de déterminer les paramètres de circuit equivalent. Les résultats sont illustrés par la présentation des simulations basé sur modéle. Son implémentation dans un système de réglage autoaccordable est possible pour les processus non-linéaires à parametres variables.

CD 621.791.7 :536.2

TRANSFERT DE CHALEUR
SOUDURE À FAISCEAU D'ELECTRONS

Dună, I.: **Quelques considerations concernant le modelage du phénomène de transfert de chaleur dans le cas d'une soudure à faisceau d'électrons.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 5, juillet 1989, p. 183

On étudie le transfert de chaleur à l'impact d'un faisceau d'électrons avec un métal an partant d'une équation générale de la chaleur, en résultant une série de relations de calcul avec un large caractère de généralisation. Les processus phisiques dans le canal de soudure sont analyses amplement, en resultant une concordance appropriée entre les données de calcul et celles expérimentales.

CD 621.314.02 :621.365.5

CONVERTEUR STATIQUE
MOYENNE FRÉQUENCE
CHAUFFAGE À INDUCTION

Keresztesi, D.: **L'analyse du système de convertisseurs moyenne fréquence couplés en parallèle.**

E.E.A.— **Electrotehnica 37,** nr. 5, juillet 1989, p. 191

L'accroissement de la puissance des convertisseurs statiques à moyenne fréquence utilisés en électrothermie a donné naissance à l'idée de leur accouplement en parallèle, en alimentant, par une barre à moyenne fréquence, plusieurs consommateurs (postes de chauffage inductifs). L'ouvrage présente un schéma de régulateurs à structure en cascade ; la réponse du système aux perturbations en tant que saut-niveau de la référence, la variation de la charge et les régimes de départ-arrêt.

CD 621.365.2 :621.365.5 :621.319.4

ÈLECTROTHERMIE
CHAUFFAGE À INDUCTION
CONDENSATEURS DE PUISSANCE

Dumitraşcu, V. M., Brad, D.; **Condensateurs pour installations de chauffage à induction à moyenne fréquence (électrothermie).**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 5, juillet 1989, p. 193

Les condensateurs de puissance à moyenne fréquence sont destinés à livrer de la puissance reactive dans les installations industrielles de chauffage à induction, en leur assurant le fonctionnement normal à rendement maximum. L'ouvrage présente des condensateurs de ce type, ainsi que leur fabrication ICPE.

CD 621.314.5 :621.365.5

CONVERTISSEUR STATIQUE
CHAUFFAGE À INDUCTION

Doki, T., Kelemen, G.: **Le choix et le calcul des dimensions des bobiness des générateurs à moyenne fréquence à onduleur en pont monophasé.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 5, juillet 1989, p. 199

On présente quelques considérations concernant le choix des solutions constructives et le calcul des dimensions des bobines de filtrage et de commutation utilisées aux générateurs statiques à moyenne fréquence à onduleur en pont monophasé. On suit l'amelioration des performances, la réduction des pertes et l'augmentation de la fiabilité de l'installation.

CD 621.314.21 :621.314 :621.3.018.3

RÉGIME DÉFORMATEUR
HARMONIQUES DE COURANT
TRANSFORMATEUR

Balász, E.: **Sur le choix du transformateur de réseau en vue de la diminution du régime déformateur.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 5, juillet 1989, p. 204

On présente la modalité de choisir la connexion du transformateur de réseau pour les rédresseurs triphasés en pont, pour que les harmoniques du courant de réseau soient réduites autant que possible ; la forme des courants de réseau au cas des cinq connexions du transformateur ; le calcul des harmoniques des courants de réseau.

CD 621.365.2/9 :537.122

ÉLECTROTHERMIE
TECHNOLOGIES

Mihăilescu, M. G.: **Technologies avancées basées sur l'électrothermie à faisceau d'électrons.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 5, juillet 1989, p. 206

On présente des aspects concernant l'engendrement du faisceau d'électrons et les outillages afférents des aspects relatifs à l'effet thermique sur le matériel bombardé, aux principales électrotechnologies à faisceau d'électrons, ainsi que leurs applications.

CD 621.317.39

CANON D'ÉLECTRONS
Lászlo, D.: **La compensation de l'influence des variations de la haute tension sur les deflexions du flux d'électrons accélerés.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 5, juillet 1989, p. 214

L'ouvrage se rapporte à une méthode de compensation de perturbations des deflexions et de la focalisation du flux d'électrons accélerés.

ELECTROTEHNICA,
ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Electrotehnica nr. 5

CZ 537.212 :621.315.5

CÎMP ELECTROMAGNETIC
CONDUCTOARE MASIVE

Pierderi de putere în conductoare masive prin curenţi turbionari induşi de un cîmp magnetic dreptunghiular variabil în timp

MIHAI VASILIU, DAN-MIRCEA IONEL * – BUCUREŞTI

Introducere

Utilizarea intensivă a electronicii de putere în numeroase domenii ale electronicii, cum sînt cele ale acţionărilor electrice, topirii şi încălzirii prin inducţie, controlului nedistructiv al metalelor prin procedee electromagnetice, transmisiei puterii electromagnetice în curent continuu etc., a determinat apariţia unor aplicaţii tehnice care necesită analiza cîmpului electromagnetic în regim periodic nesinusoidal.

Scopul acestei lucrări este de a rezolva o problemă de pătrundere a cîmpului electromagnetic periodic nesinusoidal în conductoare masive, printr-o metodă specifică mai degrabă regimului tranzitoriu [1], şi anume prin aplicarea transformatelor Fourier în sinus, respectiv în cosinus, ecuaţiilor cîmpului electromagnetic pentru semispaţiul conductor. Dacă prin metoda descompunerii spectrale, utilizată în mod tradiţional, se obţine expresia cîmpului electromagnetic nesinusoidal sub forma unor serii Fourier, prin această metodă rezultă expresii echivalente ale cîmpului sub forma unor reprezentări integrale [2]. Pierderile de putere activă, deduse cu ajutorul acestor reprezentări integrale, pot fi puse sub forma unor sume rapid convergente.

În domeniul frecvenţelor înalte, efectele pătrunderii cîmpului electromagnetic în conductoare masive sînt localizate în imediata vecinătate a suprafeţei exterioare, semispaţiul conductor constituind modelul adoptat. Evaluarea cantitativă a difuziei cîmpului electromagnetic se obţine prin determinarea pierderilor de putere activă pe unitatea de arie a semispaţiului şi a adîncimii de pătrundere în regim nesinusoidal.

* Dr. ing. *Vasiliu, M.* — Institutul Politehnic Bucureşti, ing. *Ionel, D.* — Institutul de Cercetare Ştiinţifică şi Inginerie Tehnologică pentru Electrotehnică (I.C.P.E.) — Bucureşti.

1. Structura şi evoluţia cîmpului electromagnetic periodic nesinusoidal

Se consideră semispaţiul conductor extins în regiunea $x > 0$ avînd conductivitatea σ şi permeabilitatea μ, constante scalare, independente de timp şi poziţie. La suprafaţa exterioară $x = 0$ se stabileşte un cîmp magnetic unidirecţional, uniform (fig. 1), a cărui componentă după direcţia axei z este funcţie periodică, de perioadă T:

$$h_0(t) = h_0(t + T), \ \forall t. \tag{1}$$

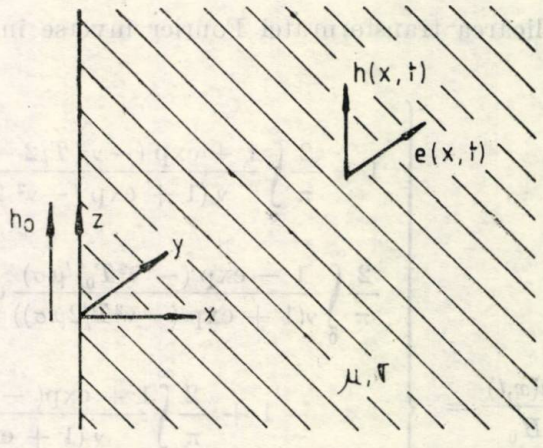


Fig. 1. Modelul semispaţiului conductor.

Cîmpul magnetic $h_0(t)$ este periodic nesinusoidal alternativ, avînd alternanţele de forma unor impulsii dreptunghiulare de amplitudine H_0, durată T_0, pauză $T/2 - T_0$ (fig. 2).

Aplicînd transformata Fourier în sinus ecuaţiei cîmpului magnetic $h(X, t)$:

$$\frac{\partial^2 h}{\partial x^2} = \mu\sigma \frac{\partial h}{\partial t}, \quad x > 0, \tag{2}$$

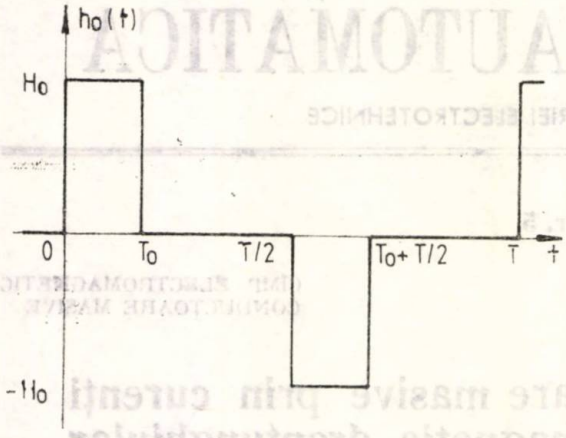


Fig. 2. Forma de undă a cîmpului magnetic la suprafața semispațiului conductor.

cu condițiile la limită :

$$h(0, t) = h_0(t), \; h(\infty, t) = 0, \tag{3}$$

se obține o ecuație diferențială liniară de ordinul întîi :

$$\mu\sigma \frac{dH(\nu, t)}{dt} + \nu^2 H(\nu, t) = \nu h_0(t), \tag{4}$$

a cărei soluție periodică este :

$$\frac{H(\nu,t)}{H_0} = \begin{cases} \dfrac{1}{\nu} - \dfrac{1 + \exp(\nu^2(T/2 - T_0)/\mu\sigma)}{\nu(1 + \exp(-\nu^2 T/2\mu\sigma))} \exp(-\nu^2 t/\mu\sigma), & 0 < t \leqslant T_0 \\ \dfrac{1 - \exp(\nu^2 T_0/\mu\sigma)}{\nu(1 + \exp(-\nu^2 T/2\mu\sigma))} \exp(-\nu^2 (t - T_0)/\mu\sigma), & T_0 < t \leqslant T/2 \\ -\dfrac{1}{\nu} + \dfrac{1 + \exp(-\nu^2(T/2 - T_0)/\mu\sigma)}{\nu(1 + \exp(-\nu^2 T/2\mu\sigma))} \exp(-\nu^2(t - T/2/\mu\sigma), & T/2 < t \leqslant T/2 + T_0 \\ -\dfrac{1 - \exp(-\nu^2 T_0/\mu\sigma)}{\nu(1 + \exp(-\nu^2 T/2\mu\sigma))} \exp(-\nu^2(t - T/2 - T_0)/\mu\sigma), & T/2 + T_0 < t \leqslant T. \end{cases} \tag{5}$$

Aplicarea transformatei Fourier inverse în sinus soluției ecuației (4) conduce la :

$$\frac{h(x,t)}{H_0} = \begin{cases} 1 - \dfrac{2}{\pi}\displaystyle\int_0^\infty \frac{1 + \exp(-\nu^2(T/2 - T_0)/\mu\sigma)}{\nu(1 + \exp(-\nu^2 T/2\mu\sigma))} \exp(-\nu^2 t/\mu\sigma)\sin(\nu x)\, d\nu, & 0 < t \leqslant T_0 \\ \dfrac{2}{\pi}\displaystyle\int_0^\infty \frac{1 - \exp(-\nu^2 T_0)/\mu\sigma)}{\nu(1 + \exp(-\nu^2 T/2\mu\sigma))} \exp(-\nu^2(t - T_0)/\mu\sigma)\sin(\nu x)\, d\nu, & T_0 < t \leqslant T/2 \\ -1 + \dfrac{2}{\pi}\displaystyle\int_0^\infty \frac{1 + \exp(-\nu^2(T/2 - T_0)/\mu\sigma)}{\nu(1 + \exp(-\nu^2 T/2\mu\sigma))} \exp(-\nu^2(t - T/2)/\mu\sigma)\sin(\nu x) d\nu & \\ \qquad T/2 < t \leqslant T_0 + T & \\ -\dfrac{2}{\pi}\displaystyle\int_0^\infty \frac{1 - \exp(-\nu^2 T_0)/\mu\sigma}{\nu(1 + \exp(-\nu^2 T/2\mu\sigma))} \exp(-\nu^2(t - T/2 - T_0)/\mu\sigma)\sin(\nu x) d\nu & \\ \qquad T_0 + T/2 < t \leqslant T, & \end{cases} \tag{6}$$

care reprezintă soluția periodică unică a ecuației difuziei (2) cu condițiile la limită (3).

Plecînd de la ecuația :

$$\frac{\partial h}{\partial x} = -\sigma e, \quad x > 0, \tag{7}$$

rezultă pentru intensitatea cîmpului electric :

$$\frac{e(x,t)}{H_0/\sigma} = \begin{cases} \dfrac{2}{\pi}\displaystyle\int_0^\infty \frac{1+\exp(-\nu^2(T/2-T_0)/\mu\sigma)}{1+\exp(-\nu^2 T/2\mu\sigma)} \exp(-\nu^2 t/\mu\sigma)\cos(\nu x)d\nu, & 0<t\leqslant T_0 \\ -\dfrac{2}{\pi}\displaystyle\int_0^\infty \frac{1-\exp(-\nu^2 T_0)/\mu\sigma)}{1+\exp(-\nu^2 T/2\mu\sigma)} \exp(-\nu^2(t-T_0)/\mu\sigma))\cos(\nu x)\,d\nu, & T_0<t\leqslant T/2 \\ -\dfrac{2}{\pi}\displaystyle\int_0^\infty \frac{1+\exp(-\nu^2(T/2-T_0)/\mu\sigma)}{1+\exp(-\nu^2 T/2\mu\sigma)} \exp(-\nu^2(t-T/2)/\mu\sigma)\cos(\nu x)d\nu, & \\ & T/2<t\leqslant T/2+T_0 \\ \dfrac{2}{\pi}\displaystyle\int_0^\infty \frac{1-\exp(-\nu^2 T_0)/\mu\sigma)}{1+\exp(-\nu^2 T/2\mu\sigma)} \exp(-\nu^2(t-T/2-T_0)/\mu\sigma)\cos(\nu x)\,d\nu. & \\ & T_0+T/2<t\leqslant T. \end{cases} \tag{8}$$

Avînd în vedere periodicitatea și simetria formelor de undă :

$$h(x,t) = -h(x,t-T/2) \text{ și } e(x,t) = -e(x,t-T/2), \text{ pt. } t\in(T/2,T), \tag{9}$$

în cele ce urmează se vor specifica numai restricțiile lui $h(x,t)$ și $e(x,t)$ la prima semiperioadă $(O, T2)$. Pentru $t \notin [0, T]$ cîmpul electromagnetic se obține prin prelungire periodică.

Introducînd variabilele adimensionale :

$$u = x\sqrt{\mu\sigma/T} = x/\delta\sqrt{\pi}, \quad 0<u<\infty, \tag{10}$$

$$\theta = t/(T/2), \quad -\infty<\theta<\infty \quad ; \quad \theta_1 = T_0/(T/2),$$

unde $\delta = 1/\sqrt{\pi\mu\sigma f}$ este adîncimea de pătrundere în regim sinusoidal, din (6) și (8) rezultă :

$$\frac{h(u,\theta)}{H_0} = \begin{cases} 1-\dfrac{2}{\pi}\displaystyle\int_0^\infty \frac{1+\exp(-y^2(1-\theta_1)/2)}{y(1+\exp(-y^2/2))} \exp(-y^2\theta/2)\sin(yu)dy, & 0<\theta<\theta_1 \\ \dfrac{2}{\pi}\displaystyle\int_0^\infty \frac{1+\exp(-y^2\theta_1/2)}{y(1+\exp(-y^2/2))} \exp(-y^2(\theta-\theta_1)/2)\sin(yu)\,dy & \theta_1<\theta\leqslant 1 \end{cases} \tag{11}$$

$$\frac{e(u,\theta)}{H_0} = \begin{cases} \dfrac{2}{\pi}\displaystyle\int_0^\infty \frac{1+\exp(-y^2(1-\theta_1)/2)}{1+\exp(-y^2/2)} \exp(-y^2\theta/2)\cos(yu)\,dy, & 0<\theta<\theta_1 \\ -\dfrac{2}{\pi}\displaystyle\int_0^\infty \frac{1-\exp(-y^2\theta_1/2)}{1+\exp(-y^2/2)} \exp(-y^2(\theta-\theta_1)/2)\cos(yu)\,dy, & \theta_1<\theta\leqslant 1 \end{cases} \tag{12}$$

$$\frac{h(u,\theta)}{H_0} = -\frac{h(u,\theta-1)}{H_0} \quad \text{și} \quad \frac{e(u,\theta)}{E_0} = -\frac{e(u,\theta-1)}{E_0}, \quad 1 < \theta \leqslant 2, \tag{13}$$

unde s-a notat cu $E_0 = H_0\sqrt{\mu/\sigma T}$, o mărime de referință a intensității cîmpului electric.

Utilizînd transformata Fourier în sinus a funcției complementare a erorilor și transformata Fourier în cosinus a funcției exponențiale [3] putem rescrie reprezentările integrale într-o formă adecvată calculului numeric:

$$\frac{h(u,\theta)}{H_0} = \begin{cases} \operatorname{Erfc}[u/\sqrt{2\theta}] - I_1, & 0 < \theta \leqslant \theta_1 \\ Erfc\,[u/\sqrt{2\theta}] - Erfc\,[u/\sqrt{2(\theta-\theta_1)}] - I_1, & \theta_1 < \theta \leqslant 1 \end{cases} \tag{14}$$

$$\frac{e(u,\theta)}{E_0} = \begin{cases} \sqrt{2/\pi\theta}\exp(-u^2/2\theta) + I_2, & 0 < \theta \leqslant \theta_1 \\ \sqrt{2/\pi\theta}\exp(-u^2/2\theta) - \sqrt{2/\pi(\theta-\theta_1)}\exp(-u^2/2(\theta-\theta_1)) + I_2, & \theta_1 < \theta \leqslant 1, \end{cases} \tag{15}$$

unde:

$$I_1 = \frac{2}{\pi}\int_0^\infty \frac{\exp(y^2\theta_1/2)}{y(\exp(y^2/2)+1)}\exp(-y^2\theta/2)\sin(yu)dy, \tag{16}$$

$$I_2 = \frac{2}{\pi}\int_0^\infty \frac{\exp(y^2\theta_1/2)-1}{\exp(y^2/2)+1}\exp(-y^2\theta/2)\cos(yu)\,dy. \tag{17}$$

Pentru valori mari ale semiperioadei, $T \to \infty$, integralele (16) și (17) se anulează, expresiile (14) și (15) tinzînd spre soluțiile de regim tranzitoriu corespunzătoare pătrunderii cîmpului electromagnetic în semispațiul conductor la aplicarea unei trepte de cîmp magnetic.

2. Puterea activă în semispațiul conductor

Se consideră un paralipiped cu baza de arie A pe suprafața exterioară $x = 0$ și de înălțime L de-a-lungul axei pozitive Ox.

Puterea electromagnetică primită prin fluxul vectorului Poynting pe unitatea de arie este:

$$P_\Sigma(t)/A = e(0,t)\cdot h(0,t), \tag{18}$$

sau în variabile adimensionale:

$$\frac{P_\Sigma(\theta)}{P_0} = \frac{e(0,\theta)}{E_0}\cdot\frac{h(0,\theta)}{H_0}, \tag{19}$$

unde: $P_0 = \sigma E_0^2 A\delta\sqrt{\tau} = E_0 H_0 A$. (20)

Introducînd în (19) expresiile intensităților cîmpului electromagnetic de la suprafața semispațiului $e(0, \theta)$ și $h(0,\theta)$ se obține:

$$\frac{P_\Sigma(\theta)}{P_0} = \begin{cases} \sqrt{2/\pi\theta} + I_3, & 0 < \theta \leqslant \theta_1 \\ 0, & \theta_1 < \theta \leqslant 1, \end{cases} \tag{21}$$

$$\frac{P_\Sigma(\theta)}{P_0} = \frac{P_\Sigma(\theta-1)}{P_0} \quad 1 < \theta \leqslant 2, \tag{22}$$

unde:

$$I_3 = \frac{2}{\pi}\int_0^\infty \frac{\exp(y^2\theta_1/2)-1}{\exp(y^2/2)+1}\exp(-y^2\theta/2)\,dy. \tag{23}$$

Se menționează că $P_\Sigma(\theta)$ este o funcție periodică de timp:

$$P_\Sigma(\theta) = P_\Sigma(\theta+1), \ \forall\theta. \tag{24}$$

Ca și în problemele de regim tranzitoriu, intensitatea cîmpului magnetic la suprafața semispațiului crește nemărginit la momentele la care intensitatea cîmpului magnetic la suprafață are discontinuități. Similar, puterea primită prin fluxul vectorului Poynting crește nemărginit la aceste momente. Această comportare reprezintă o consecință a modelului cvasistaționar al cîmpului electromagnetic în medii conductoare.

Puterea activă $\mathcal{P}$, disipată prin efect Joule în interiorul paralipipedului conductor cu baza de arie A și înălțimea $L \to \infty$ se obține prin medierea în timp, pe durata unei perioade a puterii instantanee, adică:

$$\mathcal{P} = \frac{1}{T}\int_0^T P_\Sigma(t)dt = \int_0^1 P_\Sigma(\theta)d\theta. \tag{25}$$

Substituind (21) în (25) rezultă :

$$\frac{\mathscr{P}}{P_0} = 2\sqrt{2\theta_1/\pi} + \frac{8}{\pi}\int_0^\infty \frac{\mathrm{ch}\,(y^2\theta_1/2) - 1}{y^2(\exp(y^2/2) + 1)}\,dy. \tag{26}$$

Se consideră integrala :

$$J(\theta_1) = \int_0^\infty \frac{\mathrm{ch}(y^2\theta/2) - 1}{y^2(\exp(y^2/2) + 1}\,dy, \qquad \theta_1 \in (0,1). \tag{27}$$

Dezvoltînd cosinusul hiperbolic în serie de puteri și integrînd termen cu termen se obține :

$$J(\theta_1) = \int_0^\infty dy \sum_{m=1}^\infty \frac{1}{y^2}\frac{(\theta_1/2)^{2m}}{(2m)!}\cdot\frac{y^{4m}}{\exp(y^2/2) + 1} =$$

$$= \sum_{m=1}^\infty \frac{(\theta_1/2)^{2m}}{(2m)!}\int_0^\infty \frac{(y^2)^{2m-1}}{\exp(y^2/2) + 1}\,dy =$$

$$= \frac{1}{2\sqrt{2}}\sum_{m=1}^\infty \frac{1-2^{3/2-2m}}{(2m)!}\cdot$$

$$\cdot\,\Gamma\left(2m - \frac{1}{2}\right)\zeta\left(2m - \frac{1}{2}\right)\theta_1^{2m}, \tag{28}$$

unde ζ este funcția zeta a lui Riemman [3] Prin urmare :

$$\frac{\mathscr{P}}{P_0} = 2\sqrt{2\theta/\pi} + \frac{4}{\pi\sqrt{2}}\sum_{m=1}^\infty \frac{1 - 2^{3/2-2m}}{(2m)!}\cdot$$

$$\cdot\,\Gamma\left(2m - \frac{1}{2}\right)\zeta\left(2m - \frac{1}{2}\right)\theta_1^{2m}. \tag{29}$$

Evaluînd coeficienții numerici ai seriei, pe baza valorilor tabelate pentru Γ și ζ [3] rezultă :

$$\mathscr{P}/P_0 = 1{,}59577\sqrt{\theta_1} + 0{,}39894\theta_1^2(0{,}76504 +$$

$$+ 0{,}28993\theta_1^2 + 0{,}16076\theta_1^4 + 0{,}10418\theta_1^6 +$$

$$+ 0{,}07409\theta_1^8 + 0{,}05604\,\theta_1^{10} + \ldots). \tag{30}$$

Seria obținută are o convergență extrem de bună pentru valorile lui $\theta_1 \in (0 : 0{,}5]$ fiind suficientă sumarea cîtorva termeni. Pentru $\theta_1 = 0{,}5$ se obține $\mathscr{P}(0{,}5) = 1{,}21311\ P_0$. Datorită simetriei formei de undă a cîmpului magnetic de frontieră :

$$\mathscr{P}(\theta_1) = P_{max} - \mathscr{P}(1 - \theta_1), \tag{31}$$

unde $P_{max} = 2\mathscr{P}(0{,}5)$, este valoarea corespunzătoare undei dreptunghiular-simetrice. Relația (31) permite evaluarea puterilor active pentru $\theta_1 \in (0{,}5 ; 1]$, pe baza valorilor obținute pentru $\theta_1 \in (0 ; 0{,}5]$ (fig. 3).

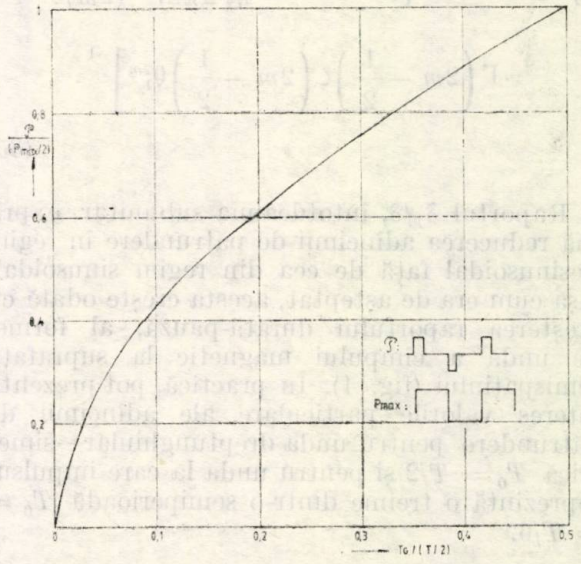


Fig. 3. Pierderile de putere activă în regim periodic nesinusoidal.

3. Adîncimea de pătrundere

Extinzînd definiția energetică a adîncimii de pătrundere introdusă pentru regimul permanent sinusoidal, se consideră adîncime echivalentă de pătrundere a cîmpului electromagnetic periodic nesinusoidal acea distanță δ_p de la suprafața semispațiului conductor, pe care ar trebui repartizat în mod uniform curentul total, astfel încît pierderile de putere activă să fie egale cu cele din cazul repartiției reale, neuniforme a curentului [5,6].

Curentul total pe o înălțime a (în sensul axei oz) se calculează prin integrarea densității de curent și are expresia :

$$i(t) = \int_0^\infty j(x,t)\,a\,dx = -a\int_0^\infty \frac{\partial h}{\partial x}\,dx = ah_0(t) \tag{32}$$

Valoarea efectivă rezultă :

$$I = aH_0\sqrt{\theta_1}. \tag{33}$$

Echivalînd pierderile reale de putere activă cu cele care s-ar obține cu repartiția uniformă a curentului în blocul paralelipipedic de volum $A\delta_p$, se obține:

$$\frac{\delta_p}{\delta} = \frac{\theta_1\sqrt{\pi}}{\mathcal{P}/P_0}. \tag{34}$$

Prin substituirea lui (29) în (32) rezultă:

$$\frac{\delta_p}{\delta} = \theta_1\sqrt{\pi} + \left[2\sqrt{2\theta_1/\pi} + \frac{4}{\pi\sqrt{2}}\sum_{m=1}^{\infty}\frac{1-2^{3/2-2m}}{(2m)!}\cdot\right.$$

$$\left.\cdot\Gamma\left(2m-\frac{1}{2}\right)\zeta\left(2m-\frac{1}{2}\right)\theta_1^{2m}\right]^{-1}. \tag{35}$$

Raportul δ_p/δ, întotdeauna subunitar, exprimă reducerea adîncimii de pătrundere în regim nesinusoidal față de cea din regim sinusoidal. Așa cum era de așteptat, acesta crește odată cu creșterea raportului durată-pauză, al formei de undă a cîmpului magnetic la suprafața semispațiului (fig. 4). În practică, pot prezenta interes valorile particulare ale adîncimii de pătrundere pentru unda dreptunghiular—simetrică $T_0 = T/2$ și pentru unda la care impulsul reprezintă o treime dintr-o semiperioadă $T_0 = T/6$.

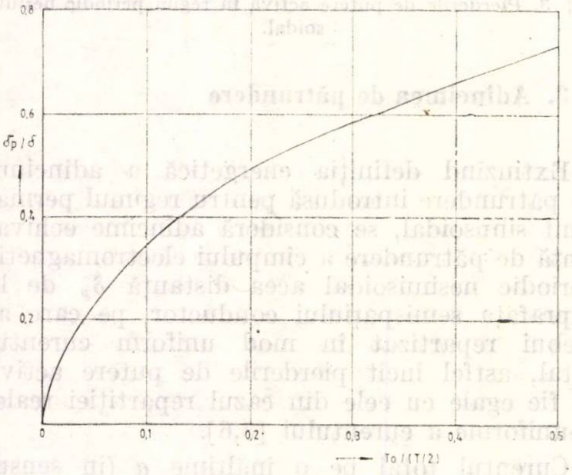


Fig. 4. Adîncimea echivalentă de pătrundere în regim periodic nesinusoidal.

4. Concluzii

Metoda prezentată în lucrare este bazată pe utilizarea transformatelor Fourier și conduce la obținerea soluțiilor periodice ale cîmpului electromagnetic periodic nesinusoidal sub forma unor reprezentări integrale. Pornind de la acestea, expresia obținută pentru calculul puterii active, dată printr-o serie de funcții zeta ale lui Riemann, are o convergență extrem de bună: numărul de termeni care trebuie sumați, la aceași eroare de calcul impusă, fiind cu cel puțin două ordine de mărime mai mic decît cel corespunzător seriei obținute prin aplicarea metodei tradiționale a descompunerii spectrale.

Analiza efectuată permite fundamentarea metodei adîncimii de pătrundere în regim nesinusoidal pentru rezolvarea problemelor de efecte nete de pătrundere a cîmpului electromagnetic în conductoare masive la frecvențe înalte. Determinarea unei expresii de calcul a adîncimii de pătrundere în regim nesinusoidal face posibilă aplicarea metodei la: studiul încălzirii prin inducție, dimensionarea corectă a conductoarelor parcurse de curenți nesinusoidali, evaluarea pierderilor de putere în transformatoare și mașini electrice etc.

Bibliografie

[1] *Timotin, A., Țugulea, A.* Regimul liber cvasistaționar al cîmpului electromagnetic. Monotonia parametrilor tranzitorii inductivi. În: St. cerc. energ. electr., **19**, 4, 1969, p. 819—830.

[2] *Vasiliu, M.* Penetration of the periodic nonsinusoidal electromagnetic field into a conducting half space. În: Rev. Roum. Sci. Tech—Electrotechn. et Energ., **21**, 4, 1976, p. 531—544.

[3] *Janke, E., Emde, F., Lösch, F.* Tafeln hoherer funktionen, B. G. Teuhner Verlagsgesellschaft — Stuttgart, 1966.

[4] *Vasiliu, M.* Power aspects of the diffusion of a train of rectangular magnetic pulses into a largely extended conductors. În: Rev. Roum. Sci. Tech.—Electrotechn. et Energ., **22** 1, 1977, p. 51—64.

[5] *Mocanu, C.* Teoria cîmpului electromagnetic. Editura Didactică și Pedagogică, București, 1981.

[6] *Timotin, A., Hortopan, V., Ifrim, A., Preda, M.* Lecții de bazele electrotehnicii. Editura Didactică și Pedagogică, București, 1970.

CZ 621.314.02

ÎNCĂLZIRE PRIN INDUCȚIE
CONVERTIZOR STATIC
MEDIE FRECVENȚĂ

Metode noi în comanda generatoarelor statice de medie frecvență cu punte invertoare monofazată

ANDRAS TAMÁS, CSABA FINNA, GYÖRGY KELEMEN* — TG. MUREȘ

Introducere

Pentru utilizarea mai eficientă a dispozitivelor semiconductoare de putere și în același timp, a micșora rata de defectare a acestora s-au introdus o serie de modernizări în circuitele de comandă și control ale generatoarelor statice de medie frecvență. În acest articol se prezintă elemente legate de pornirea invertorului, comanda momentelor de amorsare a tiristoarelor invertorului, protecția tiristoarelor și soluționarea lor.

1. Pornirea invertorului

Amorsarea oscilațiilor în invertorul în punte monofazată cu sarcina compensată paralel presupune existența unei tensiuni inițiale pe sarcină. Pentru asigurarea acestei tensiuni se utilizează circuite auxiliare care, în majoritatea cazurilor conțin o baterie de condensatoare Ccp (fig. 1a), încărcată în prealabil de la o sursă separată ce se descarcă pe circuitul de sarcină în momentul pornirii [1]. La puteri mari se utilizează circuite de premagnetizare a bobinei de filtrare, asigurînd totodată un algoritm de comandă adecvat pentru invertor, diferit de cel folosit în regim staționar.

Prin metoda nouă, premagnetizarea bobinei de filtrare este asigurată de curentul de încărcare al condensatorului de pornire, asigurîndu-se astfel amorsarea oscilațiilor pentru o gamă largă de puteri, cu algoritm de comandă unic pe tot parcursul funcționării.

Secvența de pornire începe cu amorsarea tiristoarelor din redresorul comandat. La apariția tensiunii redresate U_d condensatorul de pornire C_{cp} se încarcă prin bobina de filtrare L_d și comutatorul K_p. Cînd curentul de încărcare I_{cp} și-a atins valoarea maximă se amorsează primul braț al invertorului (T_{i1}, T_{i4}), descărcînd condensatorul de pornire pe circuitul de sarcină prin comutatorul K_p, tiristoarele T_{i1}, T_{i4}, bobinele de comutație L_k.

Formele de undă caracteristice regimului de pornire sînt prezentate în figura 2.

Din analiza rezultatelor obținute pe calculator numeric rezultă un domeniu pentru valo-

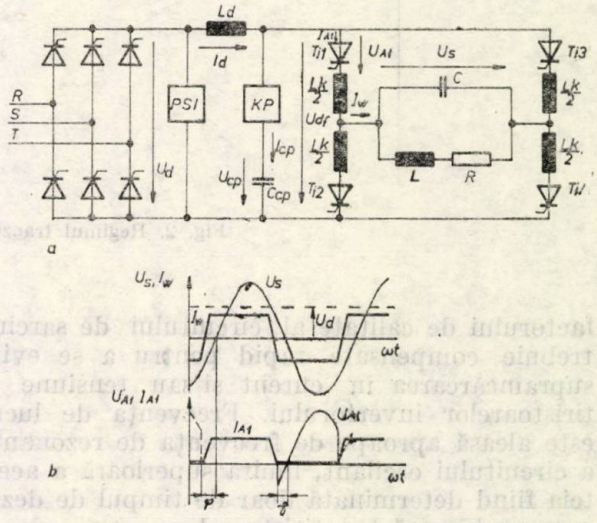


Fig. 1. Invertor în punte cu circuit oscilant paralel:
a — schema principiu; U_d tensiunea redresată, I_d curentul continuu în circuitul intermediar; I_{cp} — curentul de încărcare al condensatorului de pornire; U_{cp} — tensiunea pe condensatorul de pornire; U_{df} — tensiunea la bornele de intrare ale invertorului; I_w — curentul debitat de invertor către sarcină; U_s — tensiunea de sarcină; PSI — modul de protecție la supratensiune inversă; KP — modul de pornire.
b — forma de undă a tensiunii și a curentului pe sarcină și pe un tiristor.

rile capacității C_{cp} și unghiul de comandă α_0 al redresorului, pentru care pornirea este sigură la orice sarcină. Valoarea optimă se obține pentru $C_{cp} = C/2$.

Supracreșteri periculoase ale tensiunii de sarcină pot apare pentru sarcini caracterizate cu un factor de amortizare relativă mică. Prin alegerea corespunzătoare a unghiului de comandă α_0, valorile maxime ale tensiunii de sarcină se mențin sub limita admisă, asigurînd o pornire sigură.

2. Comanda momentelor de amorsare a tiristoarelor invertorului

Frecvența de lucru a invertorului este determinată de frecvența de rezonanță a circuitului oscilant, paralel [2]. Energia injectată în circuitul de sarcină poate fi controlată prin momentele de amorsare a tiristoarelor, prin aceasta variind amplitudinea oscilațiilor în limite largi, totodată obținîndu-se reglarea la o valoare prescrisă a tensiunii de sarcină. Salturile

* Ing. *Tamás, A.*, ing. *Finna, Cs.*, ing. *Keleman Gy.* cerc. șt. la ICPE — Filiala Tg. Mureș.

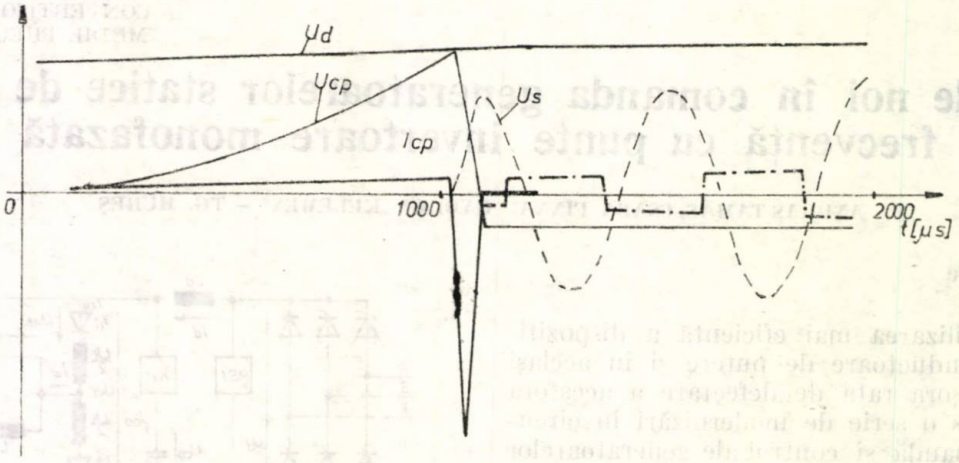


Fig. 2. Regimul tranzitoriu de pornire al invertorului.

factorului de calitate al circuitului de sarcină trebuie compensate rapid pentru a se evita supraîncărcarea în curent și/sau tensiune a tiristoarelor invertorului. Frecvența de lucru este aleasă aproape de frecvența de rezonanță a circuitului oscilant, limita superioară a acesteia fiind determinată doar de timpul de dezamorsare inversă tq a tiristoarelor :

$$f_{max} = \frac{1}{10 \cdot tq}. \qquad (1)$$

Funcționarea invertorului în punte cu circuit oscilant paralel se poate urmări din schema de principiu și formele de undă din figurile 1a și 1b, iar forma de undă a tensiunii U_{df} din figura 3.

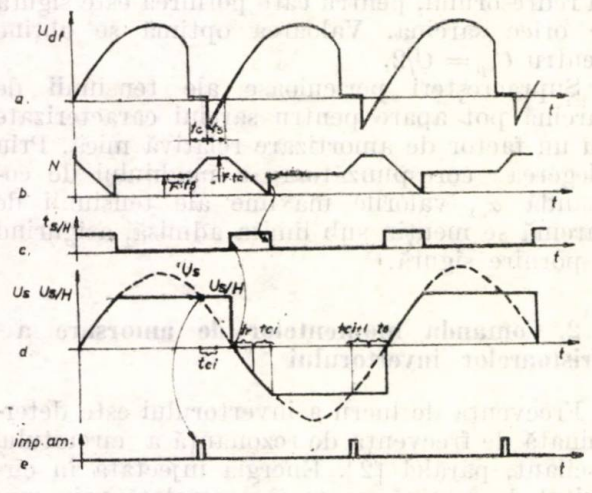


Fig. 3. Formele de undă la reglarea „sample and hold" a timpului de siguranță : a — tensiunea la intrarea invertorului ; b — conținutul numărătorului N ; c — impulsul de comandă a circuitului „sample and hold" ; d — tensiunea de sarcină U_s și tensiunea de ieșire a circuitului „sample and hold" $U_{S/H}$; e — impulsul de amorsare elaborat.

Comutația trebuie începută și terminată înaintea trecerii prin zero a tensiunii de sarcină astfel tensiunea rămasă pe condensatorul C în momentul amorsării va avea efect de tensiune de comutație, determinînd stingerea tiristoarelor din brațul care a condus în semiperioada anterioară.

Între unghiul de amorsare φ și unghiul de deblocare γ există relațiile :

$$\varphi = (t_c + t_s) \cdot \omega, \qquad (2)$$

$$\gamma = t_s \cdot \omega , \qquad (3)$$

unde, cu ω s-a notat pulsația de rezonanță, t_c — timpul de comutație, t_s — timpul de siguranță.

În [3] se arată dependența timpului de comutație, de valorile curentului de alimentare I_d, de tensiunea de sarcină U_s și pulsația ω :

$$t_c = \sqrt{t_s^2 + \sqrt{\frac{2L_k \cdot I_d}{\omega \cdot U_s}}} - t_s. \qquad (4)$$

O metodă consacrată în comanda invertoarelor este reglarea timpului de siguranță. În figura 4a se arată schema-bloc a reglării.

În [4] se arată că regulatorul R are caracteristică integrală, iar constanta de integrare T_i este dată de relația :

$$T_i = \frac{T}{2} \cdot \frac{\tau_1}{\tau_2}, \qquad (5)$$

unde cu T s-a notat perioada oscilațiilor tensiunii de sarcină, iar τ_1 și τ_2 sînt constantele de timp ale integratoarelor din circuitul de comandă.

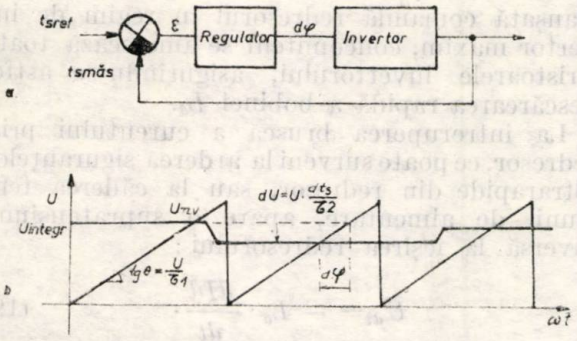


Fig. 4. Schema de reglare convențională a timpului de siguranță: a — schema de principiu; b — tensiunea „dinte de ferăstrău" sincronizată cu frecvența tensiunii de sarcină; U_{TLV}, integrala abaterilor de la valoarea de referință a timpului de siguranță U_{integr}.

Variația timpului de siguranță se determină cu relația:

$$\Delta t_s = \int_0^{T/2} \frac{\varepsilon}{T_i}\, dt. \tag{6}$$

În relația (6) cu ε s-a notat abaterea valorii măsurate a timpului de siguranță de la valoarea de referință; introducînd notația:

$$K = \frac{\tau_1}{\tau_2}, \tag{7}$$

se poate stabili gradul de compensare, adică, în ce măsură eroarea ε apărută la intrare va fi compensată.

Gradul de compensare K variază între 0,1—2.

Pentru $K = 1$ o diferență apărută între valorile măsurate și de referință ale timpului de siguranță, la o frecvență de aici înainte construită, se compensează complet, adică la următoarea semiperioadă timpul de siguranță ar corespunde cu valoarea prescrisă.

În [5] se calculează, pentru o valoare cunoscută a rezervei timpului de siguranță creșterea maximă de frecvență:

$$f_{max} = 2 \cdot f_0^2 \cdot t_s, \tag{8}$$

f_0 fiind frecvența oscilațiilor libere ale sarcinii. Variațiile de frecvență pot fi prelucrate doar într-o măsură limitată: trebuie mai întîi să se producă o abatere care apoi să fie compensată. Abaterea timpului de siguranță de la valoarea prescrisă nu poate fi prea mare, deoarece scăderea timpului de siguranță sub limita minimă ar duce la scurtcircuit de comutație.

O altă metodă de reglare prelucrează informația conținută în tensiunea de sarcină U_s și tensiunea U_{df} de pe bornele de alimentare ale invertorului, primul fiind folosit la determinarea oscilațiilor libere ale sarcinii, al doilea la măsurarea timpului de comutație t_c; de asemenea se are în vedere timpul de deblocare inversă tq dată în foaia de catalog a tiristorului.

Funcționarea se poate urmări din formele de undă prezentate în figura 3.

Momentele trecerii prin zero a tensiunii de sarcină, detectate, declanșează decrementarea unui număr presupus încărcat la valoarea:

$$N = F \cdot (t_c + t_q) \tag{9}$$

din semiperioada anterioară, F fiind frecvența de tact a numărătorului. Intervalul de timp dintre momentul trecerii prin zero a tensiunii U_s și momentul în care conținutul numărătorului devine egal cu zero se numește „time sample and hold", și se notează $t_{S/H}$:

$$t_{S/H} = t(N = 0) - t(U_s = 0). \tag{10}$$

Cu acest impuls definit mai sus se comandă un circuit cu eșantionare și memorare a cărei intrare analogică primește tensiunea de sarcina U_s. Valoarea memorată a acestei tensiuni la sfîrșitul impulsului $t_{S/H}$ este comparată cu tensiunea de formă cvasisinusoidală U_s. În momentele în care diferența celor două semnale schimbă semnul se amorsează alternativ cîte o diagonală a punții. Numărătorul se încarcă paralel la valoarea:

$$N(q) = F \cdot tq, \tag{11}$$

corespunzătoare valorii prescrise a timpului $t_s = t_q$, la tactul imediat următor momentului $t(N = 0)$, conținutul lui rămînînd neschimbat pînă la apariția impulsului de amorsare, cînd se începe incrementarea lui pe durata t_c cu valoarea:

$$N(c) = F \cdot t_c. \tag{12}$$

Astfel, la sfîrșitul unei semiperioade marcate de trecerea prin zero a tensiunii de sarcină, conținutul numărătorului va fi:

$$N = F(t_s + t_c), \tag{13}$$

de unde ciclul se reia prin decrementarea numărătorului și stabilirea intervalului $t_{S/H}$ care comandă indirect momentul amorsării.

Se poate demonstra [4] că reglarea descrisă mai sus este definită de următoarea relație de recurență:

$$t_{ci+1} = t_r + t_{ci} - \sqrt{(t_r + t_{ci})^2 - C}, \tag{14}$$

unde cu t_{ci+1} s-a notat timpul de comutație din semiperioada curentă, t_{ci} — timpul de comutație măsurat în semiperioada anterioară, t_r — valoarea prescrisă a timpului de siguranță, iar C este o constantă a cărei valoare este dată de relația:

$$C = \frac{I_d \cdot L_k \cdot T}{2 \cdot \pi\, U_s}, \tag{15}$$

cu următoarele notații:

I_d — valoarea curentului în circuitul intermediar;
U_s — valoarea efectivă a tensiunii de sarcină;
L_k — inductanța bobinelor de comutație;
Pe baza expresiei (14) și a relației evidente:

$$t_r + t_{ci} = t_{ci+1} + t_{si+1}, \tag{16}$$

se poate aproxima răspunsul regulatorului la un semnal-treaptă cu următoarea formulă:

$$t_s = t_r + \frac{\theta_1 - t_r}{e^{-\alpha\frac{T}{4}}}(-1)^{\left[\frac{t}{T}\right]} e^{-\alpha T\left(\left[\frac{t}{T}\right]+\frac{1}{2}\right)} \sin\omega t, \tag{17}$$

unde $\left[\frac{t}{T}\right]$ reprezintă partea întreagă a valorii $\frac{t}{T}$, iar α este inversul constantei de timp a regulatorului și se poate determina după formula:

$$\alpha = \frac{2(\ln\theta_1 - \ln\theta_2)}{T}, \tag{18}$$

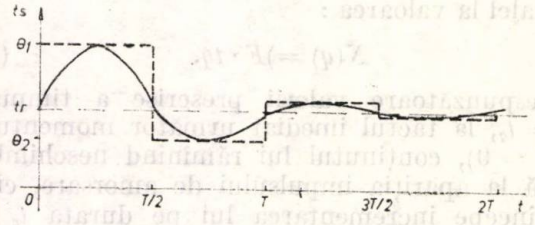


Fig. 5. Răspunsul tranzitoriu al regulatorului „sample and hold".

θ_1 și θ_2 fiind două valori constructive ale timpului de siguranță (fig. 5.)

3. Protecția tiristoarelor

Una din problemele majore în comanda invertorului în punte este asigurarea blocării tiristoarelor, prezentată în paragraful de mai sus. La o comutație nereușită puntea rămîne în scurtcircuit permițînd creșterea curentului pînă la valoarea de suprasarcină maximă admisă, care declanșează protecția de supracurent. În acest moment energia înmagazinată în bobinele de filtrare este mare, periclitînd dispozitivele de putere.

S-a pus la punct o metodă eficientă de supraveghere a scurtcircuitului pe puntea invertoare, folosind informația conținută de forma tensiunii U_{df} din figura 3. La frontul pozitiv al impulsului de amorsare a tiristoarelor invertorului se compară tensiunea U_{df} cu o valoare de referință $U_{df\min}$, semnul negativ însemnînd existența scurtcircuitului. Secvența de avarie declanșată comandă redresorul în regim de invertor maxim, concomitent se amorsează toate tiristoarele invertorului, asigurîndu-se astfel descărcarea rapidă a bobinei L_d.

La întreruperea bruscă a curentului prin redresor, ce poate surveni la arderea siguranțelor ultrarapide din redresor, sau la căderea tensiunii de aimentare, apare o supratensiune inversă la ieșirea redresorului:

$$U_{di} = -L_d \cdot \frac{dId}{dt}. \tag{19}$$

Această tensiune poate duce la distrugerea tiristoarelor redresorului prin depășirea parametrului limită dU/dt. Din acest motiv s-a introdus un modul de protecție la supratensiune inversă *PSI* (fig. 1.). Acest modul, la apariția unei tensiuni negative la bornele de ieșire ale redresorului, amorsează un tiristor de descărcare, împiedicînd supracreșterea periculoasă a tensiunii. Pragul de amorsare se fixează astfel încît să se elimine posibilitatea declanșării parazite a moduluiui în regimul de invertor maxim al redresorului.

4. Concluzii

Metodele prezentate au fost introduse la ultimele tipuri de generatoare statice proiectate la ICPE datorită avantajelor multiple pe care le oferă. Ele rezolvă problema pornirii sigure la puteri ridicate, indiferent de sarcină, prin asigurarea simultană a premagnetizării bobinei de filtrare și descărcarea condensatorului de pornire. S-a simplificat secvența de pornire a generatoarelor prin renunțarea la regimul de pornire, care a necesitat o reglare adaptivă pentru redresor și a creat dificultăți la trecerea de la comanda de pornire la cea de exploatare.

Metoda de reglare „sample and hold" are avantajul că nu este afectată de variațiile frecvenței de lucru. Eroarea introdusă de caracterul cvasisinusoidal al tensiunii de sarcină este nesemnificativă.

Bibliografie

[1] *Molnár, G., Keleman, Gy., Tamás, A.* Start-up method for onephased bridge inverters with parallelcompensated load. Tbe 2-ud ICED 1988.
[2] *Heumann, S.* Tirisztortechnika. Müszaki könyvkiadó, 1977.
[3] *Keresztesi, D.* Modelarea matematică a *n* generatoare statice conectate în paralel.
[4] *Keresztesi, D., Finna, Cs.* Asupra sistemelor de reglare a timpului de siguranță la generatoarele statice de medie frecvență. Simpozion de electroenergetică, Timișoara, 1988.
[5] AEG. Convertizor static cu circuit oscilant paralel pentru frecvențe între 200—4 000 Hz.

CZ 621.314:631.513:681.511

GENERATOR STATIC DE MEDIE FRECVENȚĂ
CONTROL ADAPTIV
ESTIMARE DE PARAMETRI

Metodă de estimare „on line" a parametrilor de circuit pentru generatoare statice de medie frecvență

DÁVID LÁSZLÓ* — TG. MUREȘ

Introducere

Parametrii optimali ai sistemelor de conducere au la bază modele matematice care aproximează comportarea fizică a proceselor conduse. Astfel, folosirea unor regulatoare cu parametri constanți pentru procese neliniare cu parametri variabili în timp nu este adecvată. Folosirea tehnicilor de conducere adaptivă rezolvă problema conducerii pentru astfel de sisteme, însă ele necesită, pe lîngă determinarea apriorică a structurii modelului și o estimare „on line" a parametrilor necunoscuți din model [4].

În continuare se prezintă o metodă de estimare în buclă închisă a parametrilor pentru sarcina unui convertizor static de medie frecvență cu reductor în punte monofazată și sarcina compensată paralel aplicabilă la un sistem de conducere adaptivă autoacordabilă pentru procesul de încălzire p rin inducție.

1. Descrierea metodei

Inductorul este deschis ca un sistem cu parametri distribuiți, caracterizat prin repartiția temperaturii și intensității cîmpului magnetic, în global, se comportă ca o impedanță cu inductivitatea $L_s(\vartheta(t)),\ i_m((t),\ X.)$ și rezistența $R_s(\vartheta(t)),\ i_m((t),\ X)$, dependente de starea termică $\vartheta(t)$ a sistemului inductor-piesă, de variabilă stochistică X, care reprezintă variația factorului de umplere a inductorului și de valoarea instantanee a curentului de sarcină prin intermediul constantelor de material μr și ρ[1].

Astfel, pentru sarcina generatorului s-a folosit următorul model de referință [1], [2]:

$$\frac{di_m}{dt}(t) = -\frac{R_s(t)}{L_s(t)} i_m(t) + \frac{1}{L_s(t)} u_m(t), \qquad (1)$$

unde semnificația mărimilor este următoarea: $u_m(t)$ — tensiunea de sarcină; $i_m(t)$ — curentul de sarcină; $L_s(t)$, $R_s(t)$ — inductivitatea rezistenței echivalente a sarcinii.

Înlocuind valorile parametrilor cu cele estimate pentru aceeași tensiune de intrare rezultă următorul model pentru estimatorul de stare:

$$\frac{d\tilde{i}}{dt}(t) = -\frac{\tilde{R}_s(t)}{\tilde{L}_s(t)} \tilde{i}(t) + \frac{1}{\tilde{L}_s(t)} u_m(t), \qquad (2)$$

unde $\tilde{i}(t)$ este estimata curentului de sarcină; $\tilde{L}(t)$, $\tilde{R}(t)$ — estimata inductivității și rezistența echivalentă a sarcinii.

Definind o funcțională convexă drept criteriu de eroare se cere minimizarea acesteia. Comportarea dinamică a estimatorului este determinată de expresia analitică a criteriului de eroare ales.

Folosind eroarea pătratică instantanee:

$$E(t) = e^2(\tilde{R}_s(t),\ \tilde{L}_s(t),\ t) = [i_m(t) - \tilde{i}(t)]^2, \qquad (3)$$

se asigură filtrarea buclei de ajustare a parametrilor pentru a satisface condițiile de stabilitate a sistemului.

Folosind drept criteriu eroarea medie pătratică:

$$E(t) = \frac{1}{T}\int_t^{t+T} e^2(\tilde{R}_s, \tilde{L}_s, t)\, dt =$$

$$= \frac{1}{T}\int_t^{t+T} [i_m(t) - i(t)]^2\, dt, \qquad (4)$$

modelul estimatorului rezultat conține, implicit, filtrarea dorită.

Pentru ajustarea parametrilor estimați s-a folosit metoda gradientului sub forma propusă de Margolis și Leonders [4]:

$$\frac{d}{dt}\begin{pmatrix}\tilde{L}_s\\ \tilde{R}_s\end{pmatrix} = \begin{pmatrix}\gamma_{11}(t) & \gamma_{12}(t)\\ \gamma_{21}(t) & \gamma_{22}(t)\end{pmatrix} \text{grad } E(t). \qquad (5)$$

Prin alegerea componentelor matricei de ponderare $\gamma_{ij}(t)$, $i, j = 1, 2$ s-a asigurat acordarea optimală a estimatorului linearizat pentru variații de treaptă sau rampă a parametrilor necunoscuți. Metoda optimizării parametrice

* *Dávid L.* cerc. șt. ing. la ICPE Filiala Tg. Mureș.

se bazează pe criteriul de eroare ponderat [3], [6]:

$$J = \int_0^\infty t^2 \left[q_1 \varepsilon_R^2(t) + q_2 \varepsilon_L^2(t)\right] \cdot dt, \qquad (6)$$

unde ε_R, ε_L reprezintă eroarea instantanee a estimării rezistenței, respectiv a inductanței echivalente a sarcinii.

În urma minimizării erorii pătratice instantanee, în ipoteza unei tensiuni de intrare sinusoidală și curent deformat, s-a obținut un model pentru estimatorul tratat, descris de sistemul de ecuații (7) cu schema-bloc din figura 1.

$$\frac{d\widetilde{L}_s}{dt}(t) = \frac{2\gamma_{11}(t)}{\widetilde{L}_s(t)}\left[\frac{u_m(t)}{\widetilde{R}_s(t)} - \widetilde{i}(t)\right]\cdot[i_m(t) - \widetilde{i}(t)],$$

$$\frac{d\widetilde{R}_s}{dt}(t) = \frac{2\gamma_{20}(t)}{R_s(t)}\widetilde{i}(t)[i_m(t) - \widetilde{i}(t)], \qquad (7)$$

$$\frac{d\widetilde{i}}{dt}(t) = \frac{\widetilde{R}_s(t)}{\widetilde{L}_s(t)}\left[\frac{u_m(t)}{\widetilde{R}_s(t)} - \widetilde{i}(t)\right].$$

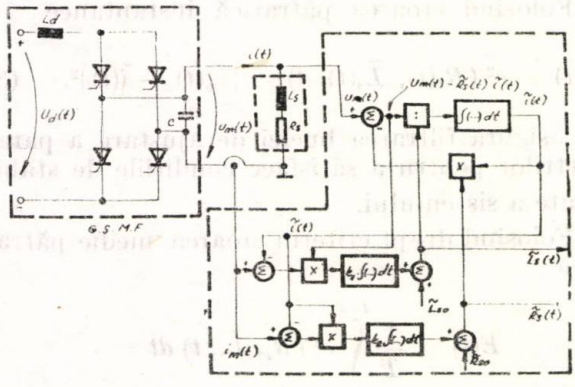


Fig. 1. Schema-bloc a estimatorului pentru valori instantanee.

Considerînd parametrii $L_s(t)$ și $R_s(t)$ lent variabili față de mărimile de stare, în urma minimizării erorii medii pătratice s-a obținut un model simplificat (8) cu dinamică dependentă de pulsația tensiunii de sarcină (figura 2):

$$\frac{dL_s}{dt}(t) = \frac{U_m(t) - i_m(t)\cdot\omega\cdot\gamma_{11}(t)}{\widetilde{R}_s(t)\sqrt{\widetilde{R}_s^2(t) + (\omega\cdot\widetilde{L}_s(t))^2}}\cdot$$

$$\cdot\sin(\varphi(t) - \widetilde{\varphi}(t)), \qquad (8)$$

$$\frac{dR_s}{dt}(t) = \frac{u_m(t)\cdot\gamma_{22}(t)}{\widetilde{R}_s(t)\sqrt{\widetilde{R}_s^2(t) + (\widetilde{L}_s(t))^2}}\cdot$$

$$\cdot[\widetilde{i}_0(t) - i_{m0}(t)\cos)\varphi(t) - \widetilde{\varphi}(t))],$$

unde u_m este pulsația tensiunii;

$\varphi(t)$, $\widetilde{\varphi}(t)$ — defazajul dintre tensiunea și curentul de sarcină, respectiv dintre mărimile estimate.

Pentru determinarea limitelor de stabilitate în sens Ljapunov a sistemelor rezultate s-a impus ca modelele liniarizate în vecinătatea oricărei stări de echilibru din domeniul de estimare impus să fie stabil.

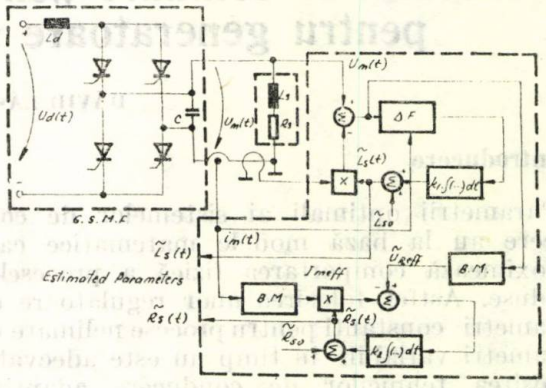


Fig. 2. Schema-bloc a estimatorului pentru valori mediate.

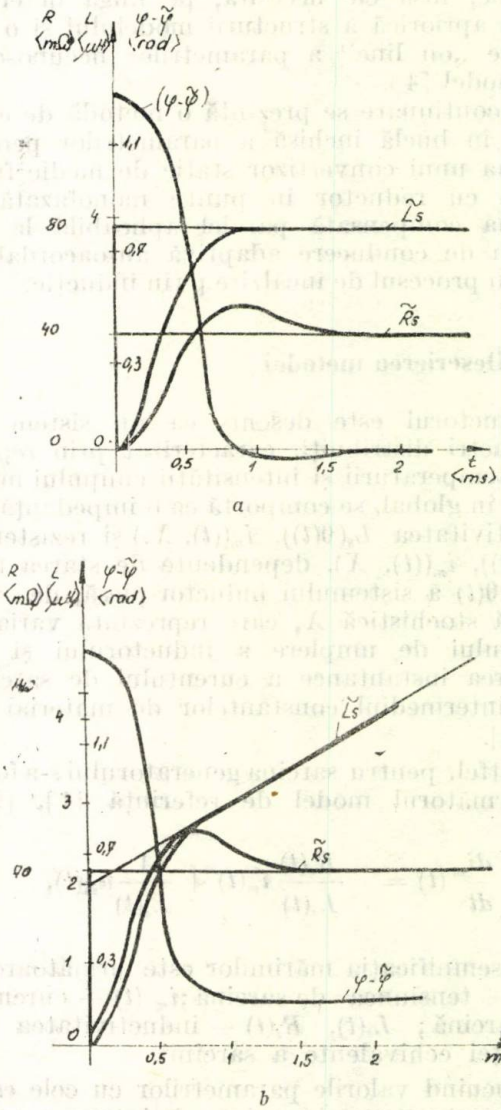


Fig. 3. a — Răspuns la variația-treaptă;
b — răspuns la variația-rampă.

Rezultatul simulării numerice a estimatorului, conform modelului (8) pentru semnale de variație-treaptă și rampă a parametrilor necunoscuți este reprezentat în figura 3a, respectiv figura 3b.

3. Concluzii

Metoda de estimare propusă prezintă următoarele avantaje, față de folosirea ecuațiilor fazoriale ale ansamblului inductor-piesă :

— este aplicabilă și pentru curenții nesinusoidali de sarcină ;

— starea de echilibru, caracterizată prin diferența de fază $\varphi(t) - \tilde{\varphi}(t) = 0$, asigură eliminarea erorilor de aproximare a funcției $\cos\varphi$ pentru argumente mari ale acestuia ;

— estimatorul, bazat pe minimizarea erorii instantanee, permite obținerea unui sistem a cărui dinamică este dominată de regulatorul de proces, condiție esențială pentru convergența sistemului de conducere adaptivă.

Bibliografie

[1] *Berkovici, E. I., Uvenskii, G. B.* ș.a. Tiristornîie preabrazovateli visokoi ceastoti. Leningrad, 1973.

[2] *Székely, I.* Studiu asupra dimensionării convertoarelor cu tiristoare cu invertor paralel pentru încălzirea prin inducție, In : EAA — Electrotehnica **34**, 1986/1.

[3] *Benjamin, C.* Kuo. Automatic control systems. Hungarian translation, Budapest, 1979.

]4] *Csáki, F.* Irányitástechnikai kézikönyv, Budapest, 1977.

]5] *Páray, Z.* Áramköri jellemzok meghatározása paraméteri dentifikácioval. Automatizálás. 1984, nj. 2.

[6] *Polak, E.* Computational methods in optimizations.

CZ 621.791.7 :536.2

TRANSFER DE CĂLDURĂ
SUDURĂ CU FASCICUL DE ELECTRONI

Unele considerații privind modelarea fenomenelor de transfer al căldurii în cazul unei suduri cu fascicul de electroni

ILIE DUNĂ* — BUCUREȘTI

1. Probleme generale ale sudurii cu fascicul de electroni

Dezvoltarea și modernizarea tehnicilor de sudură din ultimii ani a stimulat cercetarea unor tehnologii care să aducă soluții noi și interesante în numeroase ramuri ale indutriei, precum mecanica fină, electrotehnica și electronica, producția de utilaj tehnologic, aeronautica, construcția de nave etc.

Calitatea sudurilor nu se poate îmbunătăți fără controlarea regimului termic. În ultimul timp s-au depus eforturi substanțiale pentru rezolvarea problemei termice, considerată deosebit de complexă și importantă pentru perfecționările necesare și optimizările de proces, mai ales din punctul de vedere al diminuării consumurilor de materiale și energie.

Punctul critic al analizei teoretice și experimentale a tehnologiilor bazate pe aplicații ale fasciculului de electroni îl reprezintă gradul de precizie al determinării analitice a disipării căldurii și repartiției cîmpului de temperaturi.

Se apreciază că mecanismul formării sudurii decurge după următorul model : la impactul cu materialul de sudat electronii pătrund în material pînă la adîncimea R și cedează, la acel nivel, energia cinetică avută. În cazul în care energia fasciculului este relativ scăzută, materialul este încălzit prin conducție, similar cu sudura prin arc electric. Cu creșterea puterii fasciculului pînă la valori de circa 10^6 W/cm^2, sub acțiunea presiunii vaporilor produși la topirea materialului, se formează un tub capilar cu vapori avînd o adîncime mare. Tubul capilar este înconjurat de un înveliș subțire de material topit [1], așa cum este prezentat în figura 1.

La puteri specifice și mai mari — circa 10^8 W/cm^2 — are loc o eliminare explozivă a învelișului topit și o străpungere a materialului în grosime. Pentru sudură, puterile specifice uzuale sînt cuprinse între 10^5 și 10^7 W/cm^2.

Fasciculul de electroni interacționează atît cu învelișul topit, cît și cu tubul capilar cu vapori. La cedarea energiei fasciculului de electroni au loc următoarele fenomene : reflectarea electronilor pe suprafața învelișului topit, focalizarea electronilor sub acțiunea ionilor pozitivi produși prin ciocnirile vaporilor în capilar, reflectarea electronilor la baza de jos a capilarului, absorbția electronilor de către stropii de metal topit, transmisia de căl-

* Dr. ing. *Ilie Dună*, cercetător științific asociat la Institutul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru electrotehnică (ICPE) — București.

dură din capilar prin radiația și condensarea vaporilor.

Practic, este posibil ca, printr-o alegere judicioasă a parametrilor fasciculului, să se obțină o repartizare uniformă a puterii sale pe adîncimea de topire. Grosimea învelișului topit este determinată de echilibrul dintre puterea pe care o preia și cea pe care o cedează prin conducție. La o putere dată, cu cît densitatea de putere crește, adîncimea tubului capilar se mărește și grosimea învelișului topit scade, diametrul capilarului fiind practic egal cu diametrul fasciculului.

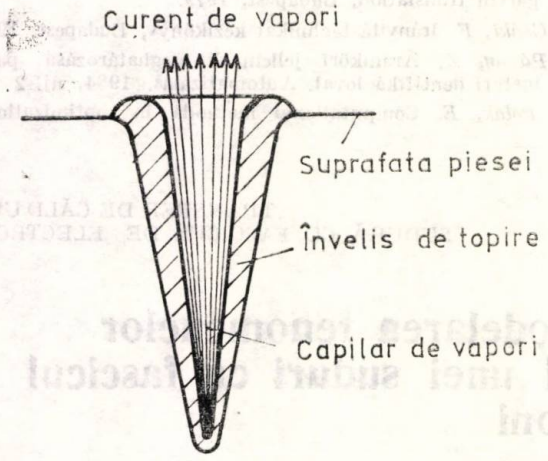


Fig. 1. Secțiunea transversală pe direcția de deplasare a fasciculului de electroni.

În cazul cînd nu are loc o deplasare a fasciculului față de piesă, tubul capilar și învelișul au forma secțiunii fasciculului, în principiu circulară. Dacă însă are loc o deplasare relativă între fascicul și piesă (dată de viteza de lucru), fasciculul va întîlni în direcția de avans material rece pe care îl va topi și, în același timp, în urma fasciculului, materialul se va strînge și solidifica; din aceste considerente, sudura cu fascicul de electroni nu are nevoie de material de adaos, ceea ce constituie un avantaj important al tehnologiei.

2. Procesul fizic de formare a canalului

Aprecierea cantitativă a procesului formării canalului se efectuează pentru diversele faze, pe baze energetice, aplicînd teoria transmisiei căldurii.

Pentru faza solidă, cantitatea de căldură, transmisă elementului vecin este :

$$q_S(t) = \left| \lambda(T) \frac{s}{I} \Delta T \right| \cdot \Delta t_{(t-\Delta t)} \qquad (1)$$

și se deduce prin legea conducției. Cantitatea de căldură q_S înmagazinată într-un element este :

$$q_S(t) = M\, c_p(T)\, \Delta T_S(t), \qquad (2)$$

unde : M — masa elementului ; c_p — căldura specifică ; λ — conductibilitatea termică.

Pentru faza lichidă, căldura transmisă, conform legii convecției este :

$$q_1(t) = |\alpha(T) \cdot S \Delta T| \cdot \Delta t_{(t=\Delta t)}, \qquad (3)$$

în care $\alpha(T)$ este coeficientul de convecție, iar căldura inmagazinată va fi dată de relația :

$$q_1(t) = M\, c_p(T)\, \Delta T_1(t). \qquad (4)$$

Cunoașterea coeficienților $\alpha(T)$ și $c_p(T)$ este dificilă și se poate obține prin metode experimentale, comparînd izotermele rezultate în suduri.

Pentru faza și zona de vapori cunoștințele actuale sînt reduse, deși se recunoaște că această fază prezintă mare importanță, transferul de masă și de căldură fiind, în mare măsură, determinat tocmai de dinamica sistemului din interiorul cavității.

Deși problema distribuției de energie în canal nu este rezolvată în mod integral, sînt posibile, totuși, din analiza hidrodinamică a fenomenului, extragerea unor concluzii cu privire la variația razei canalului cu adîncimea și forma zonei topite, cunoașterea adîncimii la care fasciculul pătrunde în canal și relația cantitativă prin care energia este degajată pe pereții cavității, ceea ce ușurează, fie și calitativ, studiul fenomenului.

În multe cazuri practice, raportul între adîncime și raza canalului este de 10 :1 [1, 2]. Variația diametrului canalului cilindric cu adîncimea, se poate considera redusă.

Problema repartiției fluxului de căldură în metal face obiectul a numeroase cercetări, interesante fiind lucrările prezentate în acest domeniu de către J. Klemens [2], care sugerează modelarea proceselor complexe ce au loc în interiorul cavității, prin separarea fenomenelor existente în plan orizontal sau vertical.

Este o ipoteză corectă, care nu neglijează factorii ce ar putea influența rezultatul, motiv pentru care, în lucrare, repartiția fluxului de căldură s-a considerat ca fiind constituită din două probleme bidimensionale, separate în planul orizontal și în planul vertical.

Pe baza modelelor de surse termice alese se pot determina forma, dimensiunile canalului și zona de influență, în corelație cu parametrii fasciculului pentru o serie de materiale, obținîndu-se date în concordanță cu situațiile reale [3].

2.1. Modelul proceselor termice din cavitate, în plan orizontal

În reprezentarea grafică, dată în figura 2, este prezentat modelul repartiției de temperatură în plan orizontal în cazul unei surse liniare în mișcare, în care, cu d_f se notează grosimea de lichid în direcția de înaintare; d_1 — media grosimii de lichid în partea laterală; r_0 — reprezintă raza canalului; v_0 — viteza de deplasare a fasciculului de electroni și a-difuzitatea termică a solidului.

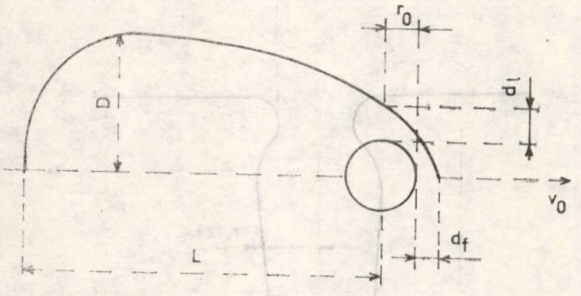


Fig. 2. Repartizarea temperaturii în cazul sursei liniare cu mișcare (secțiune în plan orizontal).

În lateral, căldura se transmite cu viteza medie avînd ordinul $a/(r_0 + d_1)$. Dacă v_0 depășește a/r_0, numai o mică fracțiune din căldura care se generează în primul cadran ($v_0 \rightarrow$, $r_0 \uparrow$) este pierdută, așa încît condiția $v_0 > a/r_0$ definește condițiile unei încălziri „adiabatice". Această condiție este necesar să fie întotdeauna îndeplinită în aplicații practice, ceea ce fixează, de asemenea, o valoare minimă a vitezei de deplasare a fasciculului de electroni în funcție de material. Grosimea metalului topit în direcția de mișcare d_f este determinată de condiția: căldura condusă prin regiunea lichidă să furnizeze energia termică necesară pentru ca frontul de topire să avanseze cu viteza v_0.

Considerînd c căldura specifică pe unitatea de volum (aceeași pentru faza lichidă și solidă), H_m — căldura latentă de topire pe unitatea de volum și $(T_v - T_t)\, d_f$ — gradientul de temperatură în lichid, ecuația conducției se poate transcrie prin expresia:

$$(cT_t + H_t)\, v_0 = \lambda \frac{T_v - T_t}{d_f}\left(1 - \frac{v_0\, d_f}{a_1}\right), \qquad (5)$$

unde: T_v — temperatura de vaporizare; T_t — temperatura de topire, în care factorul $(1 - v_0\, d_f/a_1)$ reprezintă coeficientul de corecție pentru mișcarea frontierelor relative ale mediului; H_t — căldura latentă de topire.

Deoarece $a_1 = \dfrac{\lambda}{C}$, rezultă:

$$d_f = \frac{a_1}{v_0} \cdot \frac{T_v - T_t}{T_v + H_t/C}. \qquad (6)$$

În ceea ce privește materialul topit în partea laterală avînd grosimea d_1 și temperatura medie $\dfrac{1}{2}(T_v + T_t)$ prin suprafața-limită vapori-lichid mărginită de r_0 sub influența gradientului de temperatură $(T_v - T_t)/d_1$ se va genera căldura necesară pentru a se topi noul material. În consecință, din bilanțul energiilor rezultă:

$$\lambda r_0 (T_v - T_t)/d_1 = v_0\, d_1 \left(H_t + \frac{1}{2} C(T_t + T_v)\right), \qquad (7)$$

din care:

$$d_1^2 = \left(\frac{a_1}{v_0}\right) r_0 \frac{T_v - T_t}{(T_v + T_t)/2 + H_t/C}. \qquad (8)$$

Cu bună aproximație se deduce, comparînd expresiile pentru d_1 și d_f, că:

$$d_1 \sim (d_f\, r_0)^{1/2}. \qquad (9)$$

Canalul plin cu vapori este înconjurat de zona lichidă și avansează prin material concomitent cu sursa de căldură. Densitatea vaporilor, fiind mult mai mică decît a lichidului, materialul va fi transportat continuu de la suprafața frontală a canalului spre cea din spate, iar acest fenomen de transport se poate presupune ca desfășurîndu-se în plan orizontal.

Concomitent cu transportul de material lichid, se desfășoară și un flux de vapori, care generează presiunea necesară deplasării lichidului. Vaporii sînt transportați prin secțiuni transversale ale canalului, iar cantitatea lor reprezintă numai un procent de pînă la 10% din masa de material în mișcare. Aprecieri cu privire la dimensiunile zonei posterioare a canalului se pot face tot pe baza bilanțului de energie și considerațiilor de transmisie a căldurii. Astfel, în timpul τ, căldura se transmite în partea posterioară la distanța D, satisfăcînd relația: $a_1 = (D^2/\tau)$.

Pentru studiile întreprinse, interesează căldura necesară pentru a topi materialul spre partea laterală de la distanța $(r_0 + d_1)$ la distanța D, admisă ca fiind distanța maximă pînă la care se topește materialul. Această sursă termică există, deoarece la limita din spate a canalului cu raza r_0, lichidul se află la temperatura T_v de vaporizare și ca urmare va exista un gradient de temperatură în raport cu temperatura la distanța D, avînd, în consecință, o deplasare de material.

Calculele, bazate pe ecuația de echilibru al căldurii, permit să se aprecieze că :

$$L = v_0 r_0^2 (1 + \gamma + d_1/r_0)^2/a_1, \qquad (10)$$

L fiind valoarea maximă a lui D, în care :

$$\gamma = \frac{D - r_0 - d_1}{r_0}.$$

Pentru anumite cazuri curente, Klemens [2] determină chiar unele valori și anume : pentru $r_0 = 0{,}1$ cm în cazuri tipice rezultă $D \sim 2{,}5\, r_0 \sim 0{,}25$ cm. Rezultă de aici că valoarea lui D este aproape insensibilă la variațiile lui v_0, iar variațiile lui r_0 cu adîncimea, sînt reflectate și în variațiile lui D.

Valoarea lui D se poate aprecia prin măsurători metalografice ale sudurii în secțiunea transversală și sînt în concordanță cu relația precedentă.

2.2. Modelul proceselor termice în cavitate, în plan vertical

În cazul studierii fenomenelor de repartiție a fluxului de căldură în planul vertical, se constată apariția unor factori specifici ce impun o atentă analiză.

Canalul este menținut deschis prin excesul de presiune a vaporilor încălziți, presiune care se poate considera variabilă pe verticală și uniformă în secțiunea orizontală transversală. Această ipoteză simplificatoare, utilizată atît de Rîkalin, cît și de Klemens, permite decuplarea fluxurilor orizontale și verticale de material, dar este valabilă doar în cazul unor viteze de deplasare relativ reduse.

La intrarea în canal, datorită efectului pe care-l joacă tensiunile superficiale, este de așteptat să existe o strangulare a profilului vertical, prezentată schematic în figura 3.

În privința proceselor transferului de energie, pereții canalului se află la temperatura de vaporizare T_v, iar centrul la o temperatură considerabil mai ridicată. În literatura de specialitate, coeficienții de absorbție ai energiei nu sînt comunicați și variază cu temperatura și gradul de ionizare. Bilanțul energetic este similar cu cazul sudurii de ionizare din [4, 5].

Dacă $w(r)$ este energia absorbită pe unitatea de volum la o distanță radială r și $P(r) = -\lambda \frac{dT}{dt} 2\pi r$, puterea absorbită pe unitatea de lungime într-un canal de rază r, se dovedește că această ecuație nu are rezolvare analitică pentru $T(r)$, deoarece $w(r)$ depinde de T; totuși, cînd $w(r)$ este constant sau zero, se poate determina o soluție analitică [6—9].

Cînd w se anulează pentru $r < r_1$ și $w(r)$ este constant pentru $r \geqslant r_1$, se obține :

$$T(r) = T_1 - \frac{w}{4\lambda}\left\{r^2 - r_1^2\left[1 + \ln\left(\frac{r}{r_1}\right)^2\right]\right\}, \qquad (11)$$

în care T_1 este temperatura la distanța r_1.

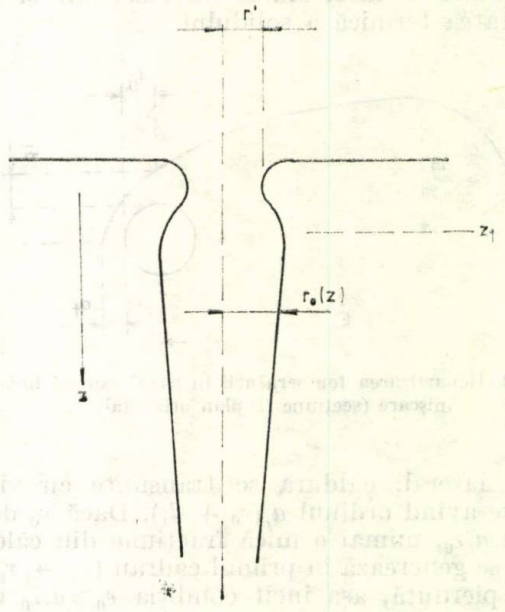


Fig. 3. Forma canalului în secțiune verticală : z — nivelul la care începe construcția canalului.

Cînd $r_1 \to 0$, dacă T_c este temperatura în centrul cavității :

$$T_r = T_c - \frac{w}{4\lambda} \cdot r^2. \qquad (11')$$

Dacă $w = 0$ pentru $r > r_c$, $P(r_c) = P$ și T_c corespunde cu temperatura la r_c, atunci pentru $r > r_c$:

$$T(r) = T_c - \frac{P}{2\pi\lambda} \cdot \ln\left(\frac{r}{r_c}\right). \qquad (12)$$

În cazul fasciculelor de electroni, se poate demonstra [1] că absorbția electronilor de către vaporii din canal nu este, în general, importantă. Absorbția și dispersia electronilor la presiune atmosferică între tunul electronic și intrarea în canal, poate să reprezinte o limitare importantă, cum s-a arătat recent [10]. Așa se explică pătrunderea adîncă a electronilor în canalul plin de vapori, electronii fiind absorbiți numai cînd ajung la pereții canalului.

Acîncimea de pătrundere este controlată de puterea totală a fasciculului, fiindcă energia transmisă prin conducția căldurii și energia cerută pentru formarea cavității, sînt ambele proporționale cu adîncimea.

Adîncimea canalului nu este limitată numai de absorbția în canalul umplut cu vapori, ci și de puterea fasciculului. Bilanțul de energie face posibilă aprecierea cantitativă a adîncimii H a canalului:

$$W = H(P_c + P_t + P_v), \tag{13}$$

în care W este puterea totală a fasciculului de electroni, P_c — puterea pe unitatea de lungime transmisă prin conducție în solid și este independentă de viteza v_0, P_t — puterea pe unitatea de lungime necesară să topească și să încălzească materialul lichid și variază proporțional cu v_0, P_v — energia necesară vaporizării și variază proporțional cu v_0^2. Pentru viteze moderate, P_v nu are o pondere deosebit de importantă.

Ca exemplu, pentru oțel [2], în situația în care $r_\theta = 0{,}1$ cm; $v_\theta = 3$ cm/s, se obțin $P_\theta = 1{,}3 \cdot 10^3$ W/cm; $P_t = 3 \cdot 10^3$ W/cm și $P_v = 0{,}1 \cdot 10^3$ W/cm, o putere care permite pătrunderi de pînă la 1 cm. Excesul de energie, care intră în canal, ar conduce probabil la o vaporizare mai accentuată. La încălzirile rapide, factorii esențiali care condiționează procesul, pot să difere de cei care caracterizează încălzirile moderate.

3. Studiul transferului termic

Transferul de căldură este amplu tratat în lucrările de specialitate [11—13], incît nu se vor relua aspectele cunoscute, ci se va încerca să se definească ce este particular în cazul transferului termic la încălzirea cu fascicul de electroni. Cînd căldura este produsă în însuși corpul de încălzire, de exemplu în cazul bombardamentului cu electroni, cu o putere specifică pe unitatea de volum $P(x, y, z, t)$, ecuația neomogenă a căldurii este:

$$\Delta T - \frac{1}{a}\frac{\partial T}{\partial t} + \frac{P(x, y, z, t)}{\lambda} = 0, \tag{14}$$

sau altfel scrisă:

$$\frac{\partial T}{\partial t} = a\Delta T + \frac{P}{c\gamma}. \tag{15}$$

Pentru rezolvarea acestei ecuații este necesară cunoașterea condițiilor inițiale și la limită; condițiile la limită prescriu fie temperatura T pe suprafață (problema Dirichlet), fie derivata temperaturii pe direcția normală la suprafața $\partial T/\partial n$ (problema Neumann), fie o relație între T și $\partial T/\partial n$. Din punct de vedere matematic, condițiile la limită se interpretează în sensul că, pentru $t = 0$, expresiile temperaturilor și derivatelor lor tind spre valori prescrise, la apropierea de punctele de pe suprafață. Soluția ecuației căldurii în solidul infinit cu suprafețele izoterme în plane paralele cu planul $x = 0$, fluxul de căldură dirijat paralel cu axa x și fără surse interioare de căldură, prezintă importanță specială în cele ce urmează, constituind baza metodei surselor aplicată în lucrare.

Ecuația liniară și omogenă a conducției:

$$\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} - \frac{1}{a}\frac{\partial T}{\partial t} = 0, \tag{16}$$

are un anumit număr de soluții fundamentale, care se pot deduce unele din altele în funcție de problemă [12].

Soluția-sursă, datorită modului specific de cedare impulsivă a energiei fasciculului de electroni către material, este cea mai adecvată, și are expresia:

$$T = t^{-1/2}\, e^{-x^2/4at} \tag{17}$$

și verifică ecuația, fiind o soluție particulară cu proprietățile:

$$T \to Q \text{ cînd } t \to 0 \text{ pentru } x \neq 0,$$

$$T \to \infty \text{ cînd } t \to 0 \text{ pentru } x = 0,$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} T\, dx = 2\,(\pi a)^{1/2} \text{ pentru orice } t > 0.$$

Ea se poate interpreta fizic, ca reprezentînd repartiția de temperatură corespunzînd eliberării unei cantități de căldură $2\gamma c(\pi \cdot a)^{1/2}$ pe unitatea de suprafață, în planul $x = 0$, la timpul $t = 0$, echivalentă eliberării de căldură de către un fascicul de electroni la impactul cu suprafața materialului de prelucrat, din soluția-sursă integrată între 0 și x putindu-se deduce soluția cu funcția erorilor. Este evidentă de aici analogia cu situația încălzirilor cu fascicul de electroni.

Cantitatea de căldură conținută în corp în orice moment este:

$$Q(t) = \int_0^{\infty} T(R, t)\, 4\pi R^2\, dR = Q, \tag{18}$$

egală cu căldura Q degajată în punctul 0 în momentul inițial. Conținutul de căldură rămîne constant, deoarece nu este cedată căldura de la corp la mediul exterior. $T(T, O) \to \infty$ și $T(R, O) = O$, $T(\infty, t) = O$.

Sursa liniară cu intensitate liniară Q_1 cal/cm. În acest caz, repartiția de temperatură este:

$$T(r, t) = \frac{Q_1}{c\,\gamma\,4\,\pi\,at} \cdot e^{-(r^2/4a(t)}; \quad r^2 = x^2 + y^2. \tag{19}$$

Temperatura nu depinde de coordonata z, suprafețele izoterme sînt cilindric-circulare cu axa Oz.

Sursa plană în planul YOZ cu intensitate de suprafață, Q_2 (cal/cm^2). Repartiția de temperatură este :

$$T(x,t) = \frac{Q_2}{c\gamma\,(4\pi at)^{1/2}} \cdot e^{-(x^2/4at)}, \qquad (20)$$

Temperatura depinde numai de x; izotermele sînt plane paralele cu planul YOZ. Un caz particular al sursei plane îl reprezintă sursa-disc.

Se demonstrează că în întreg spațiul, cantitatea de căldură este :

$$\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} c\gamma\, T\, dx\, dy\, dz =$$

$$= \frac{q^* c\gamma}{8(\pi at)^{3/2}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-(x-x')^2/4at}\, dx \int_{-\infty}^{\infty} e^{-(y-y')^2/4at} \cdot \qquad (21)$$

$$\cdot dy \int_{-\infty}^{\infty} e^{-(z-z')^2/4at}\, dz = q^*\, c\gamma = Q.$$

Faptul că intensitatea $\int_{-\infty}^{\infty} c\gamma T\, dv$ dă tocmai căldura pe întregul spațiu ($q^*\gamma c$), determină concluzia că soluția fundamentală se poate interpreta ca fiind temperatura în solidul infinit, datorită unei surse de căldură $q^*\gamma c$ generată instantaneu la $t = 0$, la punctul (x',y',z').

Această concluzie, deosebit de importantă, permite rezolvarea cu succes a problemei distribuției temperaturii în corpuri în cazul tehnologiilor de încălzire cu fascicul de electroni. Trebuie remarcat faptul că pentru a găsi intensitatea sursei q^*, care apare în soluție, cantitatea de căldură Q generată, se împarte la $(c\gamma)$.

Diferite surse de căldură se pot reprezenta prin combinări ale tipurilor de bază de surse termice. Cînd în corp acționează un șir de surse, considerînd λ, C, γ și x independente de temperatură, ecuația căldurii este liniară și se poate aplica principiul superpoziției, temperatura datorată tuturor surselor fiind egală cu suma temperaturilor dată fiecărei surse. Acest fapt sugerează utilizarea modelului cu surse combinate pentru calculul repartiției de temperatură, sursa punctuală acționînd la suprafață, iar cea liniară în interior (figura 4). Astfel, se creează posibilitatea de modelare matematică a fenomenelor termice la încălzirea cu fascicul de electroni.

Modelul, prezentat schematic în figura 4, constă în suprapunerea efectelor, două surse acționînd simultan, una distribuită pe suprafață și avînd lățime finită (echivalentul sursei punctuale sau sursei-disc la suprafață), iar cea de a doua repartizată în lungul adîncimii H a canalului, sursa liniară pe adîncime. Parametrii sursei liniare sînt legați de adîncimea H a canalului.

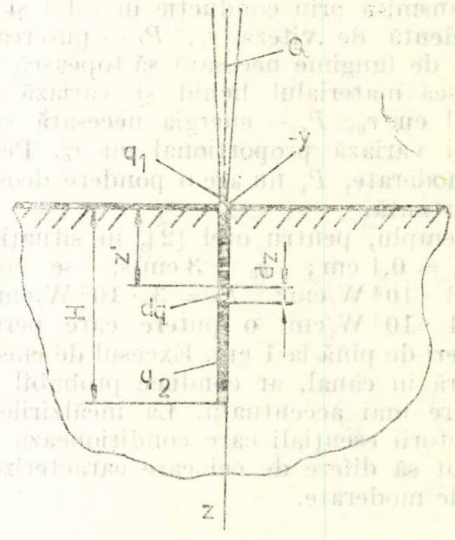


Fig. 4. Modelul de sursă termică combinată : sursă superficială și sursă liniară.

Pentru calculul repartiției temperaturii în corpul conductor semiinfinit cînd la suprafață se aplică sursa punctuală de putere specifică q_1, la $t \to \infty$, se pot folosi și expresiile de la sursa în mișcare, cînd $v = 0$, relații ce pot fi deduse prin calcul din soluția fundamentală.

Dacă se presupune că la momentul $t = 0$ se aplică sursa punctuală de intensitate constantă $q_1 = \text{const}$ (în mediul infinit) :

$$T(R,t) = \frac{q_1}{C\gamma} \int_0^t \frac{dt'}{4\pi a\,(t-t')]^{3/2}}\, e^{-(R^2/4a(t-t'))}, \qquad (22)$$

$$\text{cu } z = \frac{R}{\sqrt{4a\,(t-t')}}$$

rezultă :

$$T(R,t) = \frac{q_1}{C\gamma\, 4\pi a R} \cdot \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_{R/\sqrt{4at}}^{\infty} e^{-z^2}\, dz, \qquad (23)$$

$$T(R,t) = \frac{q_1}{4\pi\lambda R}\left[1 - \left(\frac{R}{4at}\right)\right], \qquad (24)$$

în care : $\frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_u^{\infty} e^{-z^2}\, dz = 1 - \Phi(u)$, unde $u = \frac{R}{\sqrt{4at}}$.

Se vede că $T(0,t) = \infty$ și $T(\infty, t) = 0$.
Pentru $t \to \infty$ avem $\Phi(u) \to 0$ și deci:

$$T_{1\,staționar} = T(R, \infty) = - \frac{q_1}{4\pi\lambda R}, \quad (25)$$

la încălzirea mediului infinit, respectiv pentru mediul semiinfinit:

$$T_{1\,staționar} = \frac{q_1}{2\pi\lambda R}, \quad (26)$$

expresie care se va folosi în calculele din lucrare.

Pentru sursa liniară necesară calculului temperaturii în punctul M (x,y,z) se consideră sursa liniară compusă din surse punctuale de putere d_{q2} și se aplică pentru creșterea elementară de temperatură expresia de calcul de la sursele punctuale. Rezultă:

$$dT_2(x, y, z, t) = \frac{dq_2}{c\gamma(4\pi a t)^{3/2}} \left\{ \exp\left[- \frac{x^2 + y^2 + (z - z')^2}{4at} \right] + \exp\left[- \frac{x^2 + y^2 - (z + z')^2}{4at} \right] \right\} = \frac{q_2\, dz'}{4c\gamma(4\pi at)^{3/2}} \exp\left[- \right. \quad (27)$$

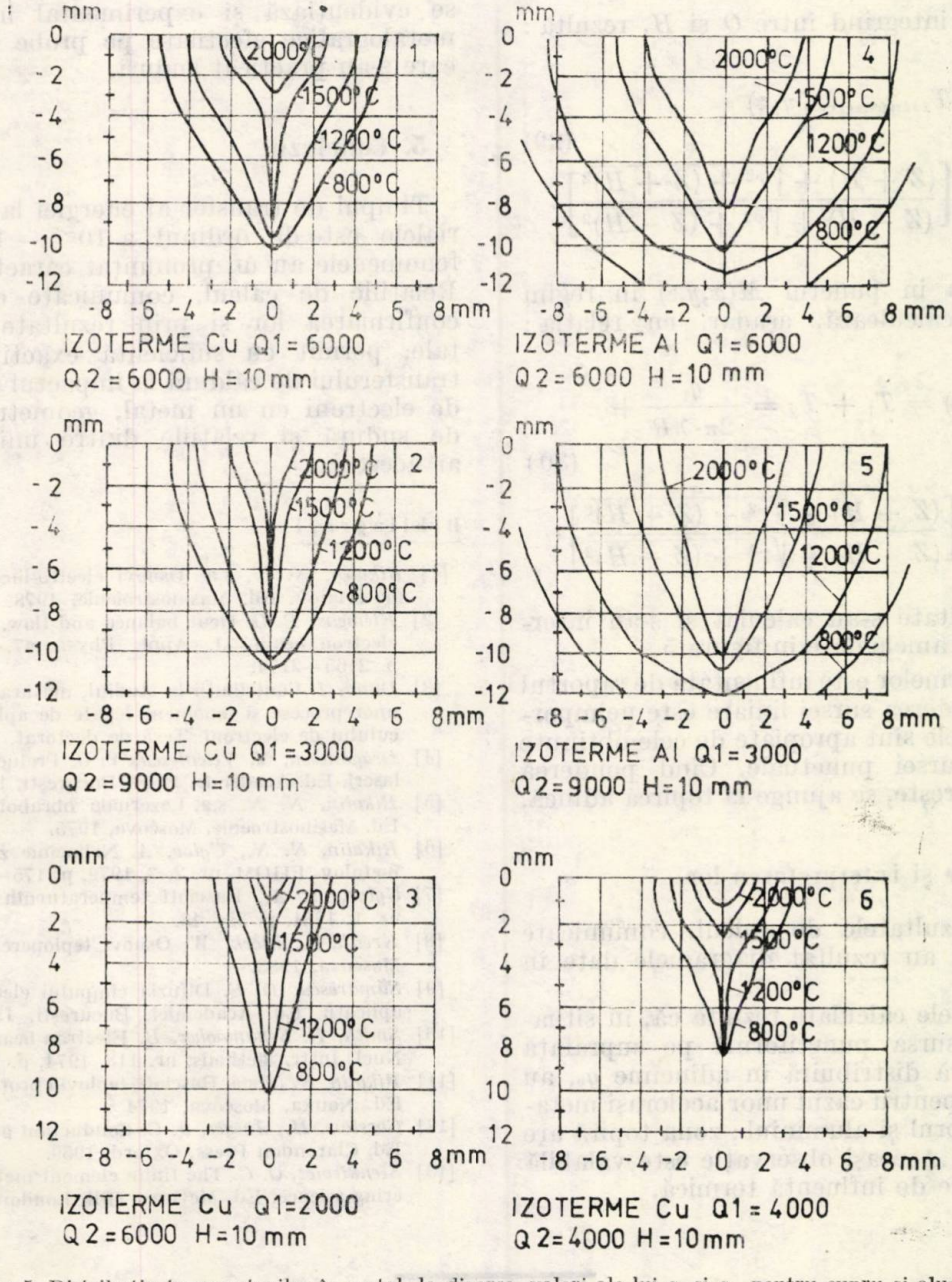


Fig. 5. Distribuția temperaturilor în metal, la diverse valori ale lui q_1 și q_2, pentru cupru și aluminiu.

$$-\frac{x^2+y^2+(z+z')^2}{4at}+\exp-$$

$$-\frac{x^2+y^2+(z+z')^2}{4at}\Bigg],$$

după metoda de calcul descrisă de Carslaw și Jaeger.

Pentru cazul staționar rezultă :

$$dT_2(x,y,z)=\frac{q_2}{H4\pi\lambda R'}dz' \qquad (28)$$

în care $R'=\sqrt{x^2+y^2+(z-z')^2}$, $r=\sqrt{x^2+y^2}$.

Cu aceasta, integrînd între O și H, rezultă :

$$T_{2\,staționar}(x,y,z)= \qquad (29)$$

$$=\frac{q_2}{4\pi\lambda H}\ln\left[\frac{(Z+H)+\sqrt{r^2+(Z+H)^2}}{(Z-H)+\sqrt{r^2+(Z-H)^2}}\right].$$

Temperatura în punctul $M(x,y,z)$ în regim staționar se calculează, așadar, cu relația :

$$T(x,y,z)=T_1+T_2=\frac{q_1}{2\pi\cdot\lambda R}+ \qquad (30)$$

$$+\frac{q^2}{4\pi\lambda H}\ln\left[\frac{(Z+H)+\sqrt{r^2+(Z+H)^2}}{(Z-H)+\sqrt{r^2+(Z-H)^2}}\right].$$

Aceste rezultate s-au calculat și s-au interpretat pe diagramele date în figura 5.

Forma izotermelor este influențată de raportul q_1/q_2. Cînd ponderea sursei liniare este neimportantă, izotermele sînt apropiate de cele obținute la acțiunea sursei punctuale. Cînd ponderea sursei liniare crește, se ajunge la topirea adîncă.

4. Rezultate și interpretarea lor

Utilizînd rezultatele de calcul, comunicate în capitolul 3, au rezultat diagramele date în figura 5.

Din diagramele calculate rezultă că, în situațiile în care sursa punctiformă pe suprafața q_1 și cea liniară distribuită în adîncime q_2, au valori mari — pentru cazul unor aceloraşi metale studiate, cuprul și aluminiul ; zona topită are aria mai mare. Aceeași observație este valabilă și pentru zonele de influență termică.

Se observă, de asemenea, că q_1 și q_2 influențează zona cu temperatură ridicată în mod diferit, sursa liniară contribuind mai pronunțat la adîncirea zonei în care se produce încălzirea. Formarea canalului și dimensiunile sale vor fi determinate nu numai de energia fasciculului, ci și de densitatea de energie.

În diagramele din figura 5 s-au trasat în fiecare situație izotermele de 800°C, 1 000°C, 1 500°C și 2 000°C, deoarece ele reprezintă, pentru metalele studiate, puncte de temperatură, interesante din punct de vedere al modificărilor ce pot apare în structura cristalină sau, respectiv, schimbarea de fază. Profilul canalului este bine conturat de izoterma corespunzînd temperaturii de topire a materialului respectiv. Aceeași distribuție a izotermelor se evidențiază și experimental în structurile metalografice efectuate pe probe de metal în care s-au practicat suduri.

5. Concluzii

Timpul de transfer al energiei la toate materialele este de ordinul a $10^{-5}-10^{-6}$ s, deci, fenomenele au un pronunțat caracter impulsiv. Relațiile de calcul, comunicate de autor, și confirmarea lor și prin rezultate experimentale, permit cu suficientă exactitate studiul transferului de căldură la impactul unui fascicul de electroni cu un metal, geometria canalului de sudură și relațiile dintre unii parametri ai acestuia.

Bibliografie

[1] *Rikalin, N. N.* ș.a. Osnovî electro-lucevoi obrabotki materialov. Ed. Masinostroienie, 1978.

[2] *Klemens, P. G.* Heat balance and flow. Conditions for electron beam. J. Appl. Phys., 47, nr. 5, 1976, p. 2165—2174.

[3] *Duna, I.* Contribuții la studiul, măsurarea și controlul unor procese și fenomene legate de aplicații ale fasciculului de electroni. Teză de doctorat, 1988.

[4] *Drăgănescu, V, Velculescu, V. G.* Prelucrări termice cu laseri. Ed. Academiei RSR, București, 1986.

[5] *Rikalin, N. N.* ș.a. Lazernaia obrabotka materialov. Ed. Mașinostroenie, Moscova, 1975.

[6] *Rikalin, N. N., Uglov, A.* Nelineinie zadaci nagreva metalov. FHOM, nr. 2, 3, 1979, p. 175—184.

[7] *Uglov, A. A.*, Rascioti temperaturnih polei. FHOM, nr. 1, 1981, p. 35—43.

[8] *Kreith, F., Block, W.* Osnovî teploperedaci. Ed. Mir, Moscova, 1983.

[9] *Sămărescu, D. F.* Difuzia cîmpului electromagnetic și aplicații. Ed. Academiei, București, 1983.

[10] *Smith, R. Schumacher, B.* Electron beam penetration. Nucl. Instr. Methods, nr. 118, 1974, p. 73—79.

[11] *Rikalin, N. N.* ș.a. Rascioti teplovih proțesov pri svarke. Ed. Nauka, Moscova, 1974.

[12] *Carslaw, H., Jaeger, J. C.* Conduction of best in solide. Ed. Clarendon Press, Oxford, 1959.

[13] *Sienkievicz, O. C.* The finite element method in engineering science. Ed. McGraw Hill, London, 1971.

CZ 621.314.02 :621.365.5

CONVERTOR STATIC
MEDIE FRECVENTĂ
ÎNCĂLZIRE PRIN INDUCȚIE

Analiza sistemului de convertizoare statice de medie frecvență cuplate în paralel

DOMOKOS KERESZTESI * — TG. MUREȘ

Introducere

Mărirea puterii convertizoarelor statice de medie frecvență utilizate în electrotermie a născut ideea cuplării lor în paralel alimentînd printr-o bară de medie frecvență mai mulți consumatori (posturi de încălzire inductive) [1].

Sistemul studiat constă din trei convertizoare identice care se compun din redresor trifazat, bobină de filtraj și invertor-punte cu circuit oscilant paralel (fig. 1).

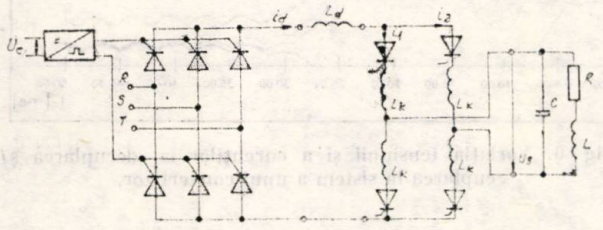


Fig. 1. Schema electrică de principiu a unui convertizor.

Convertizoarele sînt comandate de un sistem de reglaj cu structura în cascadă : cele trei bucle interioare reglează curenții absorbiți de fiecare convertizor (I_{d1}, I_{d3}, I_{d2}), iar bucla exterioară asigură reglarea tensiunii de medie frecvență (U_s) la valoarea de referință (U_{sr}), (fig. 2.). Cînd funcționează toate cele trei convertizoare regulatoarele de curent reglează curenții absorbiți la valoarea de referință comună, furnizată de regulatorul de tensiune.

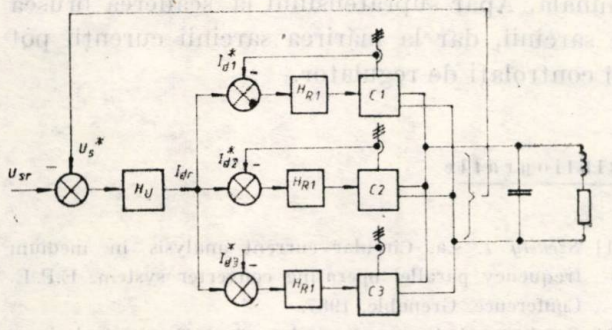


Fig. 2. Schema reglării în cascadă a trei convertizoare conectate în paralel.

Decuplarea unui convertizor se efectuează prin comutarea referinței lui de curent la valoarea nulă, iar introducerea unui convertizor în sistem se realizează prin conectarea referinței la ieșirea regulatorului de tensiune. Regulatoarele H_{R1} și H_u sînt de tip P.I., ai căror parametri au fost calculați în [2].

1. Analiza sistemului

Sistemul de convertizoare trebuie să facă față la perturbații de tipul : variația referinței tensiunii ; variația sarcinii și regimurilor tranzitorii de pornire-oprire. Variația în timp a curenților și a tensiunii de medie frecvență, cauzate de aceste perturbații au fost simulate pe calculator numeric avînd la bază un model matematic constînd din ecuațiile lui Kirchoff pentru circuitul de forță, condițiile de comutare a tiristoarelor și ecuațiile de stare a regulatoarelor. În modelul folosit parametrii regulatoarelor H_{R1} au fost considerate cu abateri de $\pm 10\%$ față de valorile calculate, pentru a aprecia sensibilitatea sistemului la variația parametrilor.

În continuare se consideră valorile curenților și tensiunilor raportate la valorile nominale (I_{d1}, I_{d2}, I_{d3}, U_s).

1.1. Salt-treaptă a referinței tensiunii

Presupunînd că sistemul funcționează în regim stabilizat la valoarea tensiunii de medie frecvență de 0,75, se comută referința la valoarea corespunzătoare tensiunii de 0,45. Răspunsul sistemului (vezi fig. 3.) are un regim tranzitoriu de circa 10 ms, după care diferența dintre curenți devine neglijabilă.

Pe figura 4 s-a reprezentat răspunsul sistemului în cazul comutării referinței tensiunii de la 0,45 la 1. Regimul tranzitoriu în acest caz este de aproximativ 15 ms. Diferența dintre curenți nu mai dispare datorită faptului că fiecare redresor este comandat la tensiunea maximă, dar tensiunea impusă nu este încă atinsă. Regulatoarele sînt în limitare și nu mai pot egala curenții.

* Ing. *D. Keresztesi*, cerc. șt. la ICPE, filiala Tg. Mureș.

1.2. Salt-treaptă a sarcinii

Cuplarea și decuplarea consumatorilor reprezintă perturbația cea mai puternică a sistemului: tensiunea de medie frecvență variază brusc. Pe figura 5 s-a reprezentat răspunsul sistemului la variația în salt a sarcinii. La scăderea sarcinii (primii 25 ms) se observă o mărire bruscă a tensiunii, ceea ce impune utilizarea unui circuit rapid de limitare a supratensiunilor pe barele de medie frecvență.

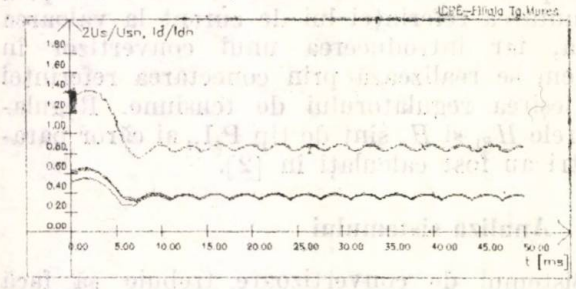


Fig. 3. Variația în timp a tensiunii și a curenților la salt-treaptă a referinței de la 0,75 la 0,45.

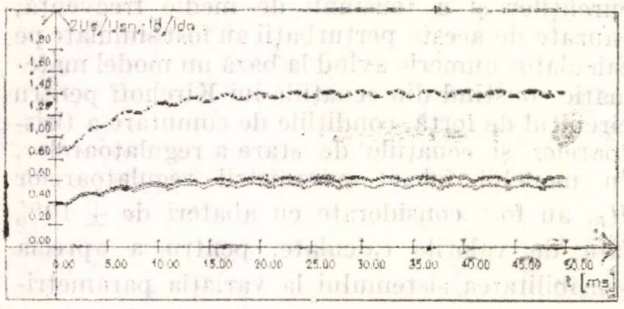


Fig. 4. Variația în timp a tensiunii și a curenților la salt-treaptă a referinței de la 0,45 la 1.

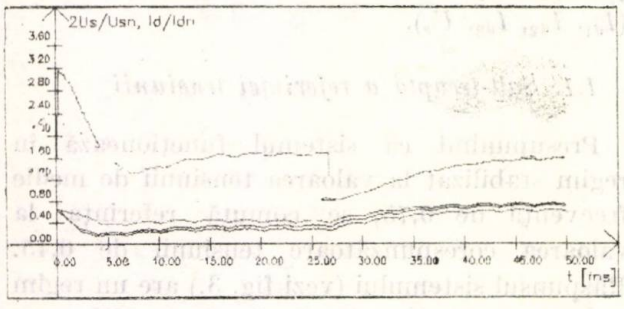


Fig. 5. Răspuns sistemului la variația în salt a sarcinii.

La mărirea sarcinii (ultimele 25 ms pe figura 5) se observă o scădere bruscă a tensiunii, ceea ce nu reprezintă probleme speciale din punct de vedere practic.

Salturile tensiunii de medie frecvență se explică prin caracterul de generator de curent al convertizoarelor, datorită bobinelor de filtrare mari din circuitul intermediar de curent continuu.

1.3. Regimurile de pornire-oprire

Pornirea convertizoarelor se realizează pe rînd, prima dată se pornește convertizorul-„pilot" care furnizează impulsurile de amorsare tiristoarelor fiecărui invertor. Acest convertizor conține, de asemenea, regulatorul de tensiune, ceea ce furnizează semnalul de referință pentru buclele de curenți.

Pe figura 6 s-a reprezentat evoluția tensiunii și a curenților în timpul decuplării și cuplării unui convertizor. Este de remarcat faptul că introducerea unui nou convertizor este posibilă doar la o tensiune de medie frecvență scăzută, deci, înaintea introducerii unui nou convertizor se comută referința tensiunii la o valoare corespunzătoare.

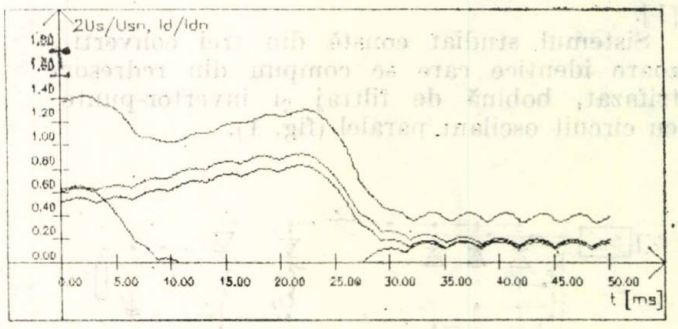


Fig. 6. Variația tensiunii și a curenților la decuplarea și cuplarea la sistem a unui convertizor.

2. Concluzii

Din simulările prezentate rezultă că, funcționarea convertizoarelor de medie frecvență cuplate în paralel este posibilă conform schemei din figura 2. Curenții convertizoarelor nu se mențin riguros egali, iar diferențele devin nesemificative în regim permanent, dacă se lucrează pe o tensiune sub cea nominală, dar apar probleme la tensiuni peste valoarea nominală. Apar supratensiuni la scăderea bruscă a sarcinii, dar la mărirea sarcinii curenții pot fi controlați de regulator.

Bibliografie

[1] *Székely I.* ș.a. Circular current analysis in medium frequency parallel operating converter system. E.P.E. Conference. Grenoble, 1987.

[2] *Szentgyörgyi V.* ș.a. Cascade automatic control in a medium frequency parallel — working converter system. Conferința ICED '88.

CZ 621.365.2 :621.365.5

Condensatoare pentru instalații de încălzire prin inducție la medie frecvență (electrotermie)

VASILE MARCEL DUMITRAȘCU, DECEBAL BRAD * — BUCUREȘTI

Introducere

Pentru tratarea termică a metalelor, în sectoarele calde din industria constructoare de mașini și în industria metalurgică, se utilizează instalații de încălzire prin inducție, alimentate prin generatoare rotative sau convertizoare statice de frecvență, care, funcționînd în mod curent la frecvențe între 1 000 și 10 000 Hz, în regim puternic inductiv, au un factor de putere scăzut (0,2—0,3).

Din această cauză asemenea instalații nu pot funcționa la randament maxim fără dotarea lor cu elemente capacitive adecvate, destinate acordării parametrilor circuitului și totodată îmbunătățirii factorului de putere; în practica curentă această funcțiune este îndeplinită de condensatoarele statice de putere.

Condensatoarele de putere de medie frecvență sînt destinate furnizării de putere reactivă în instalațiile industriale de încălzire prin inducție pentru forjare, tratamente termice, topirea metalelor la elaborări și turnări etc., asigurînd funcționarea normală la randament maxim a acestor instalații.

1. Particularități funcționale și constructive ale condensatoarelor de medie frecvență

Condensatoarele de medie frecvență funcționează cu puteri reactive mari pe unitatea de volum, deși cîmpul electric cu care este solicitat dielectricul are valori moderate. Creșterea puterii reactive specifice este o consecință a frecvenței ridicate a tensiunii de lucru și ca atare, pierderile interne (pierderi dielectrice și pierderi în căile de curent) ajung la valori importante.

Din relațiile puterii reactive și ale pierderilor dielectrice:

$$Q = 2\pi \cdot fCU^2, \tag{1}$$

$$P_W = Q \operatorname{tg} \delta = 2\pi f C U^2 \operatorname{tg}\delta, \tag{2}$$

se observă că acestea cresc proporțional cu frecvența. În această situație, un condensator căruia i se ridică frecvența de lucru de la 50 la 8 000 Hz, păstrînd aceeași solicitare de cîmp electric, respectiv menținînd neschimbată tensiunea și considerînd $\operatorname{tg}\delta$ constantă, va dezvolta în interior pierderi de putere de 160 ori mai mari.

Totodată, cu cît frecvența de lucru este mai mare, cu atît mai importante devin pierderile în căile de curent, ajungînd ca la frecvențe peste 1 000 Hz să dețină ponderea în pierderile totale.

Pierderile totale în condensator sînt constituite din pierderi dielectrice P_d și pierderi joule în căile de curent metalice P_m, avînd o expresie generală de forma (considerînd schema condensatorului real din fig. 1):

$$P_W = P_d + P_m = \frac{U^2}{R_p} + R_s(UC\omega)^2 =$$

$$= Q\left(\frac{1}{R_p C\omega} + R_s C\omega\right) = Q\left(\frac{a}{f} + bf\right), \tag{3}$$

unde $a = f \operatorname{tg} \delta_d(f)$; iar $\operatorname{tg} \delta_d$ = tangenta unghiului de pierderi dielectrice.

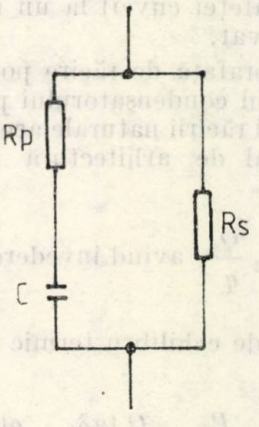


Fig. 1

De obicei, se utilizează expresia $\operatorname{tg}\delta_{total}$:

$$\operatorname{tg}\delta_t = \operatorname{tg}\delta_d + bf. \tag{4}$$

Primul termen $\operatorname{tg}\delta_d$ este cvasiconstant, variind relativ destul de puțin cu frecvența pentru dielectricii uzuali nepolari pe o plajă întinsă de frecvență, pe cînd al doilea termen are o pondere însemnată la frecvențe ridicate.

* Ing. *Dumitrașcu, V.* și ing. *Brad, D.* — cercetători științifici — ICPE — București.

Într-un volum V poate fi inclusă o putere reactivă Q printr-o capacitate fizică C, a cărei mărime depinde, în principal, de cîmpul electric de lucru adoptat pentru dielectric ($E = U/d$), rezultînd o putere specifică :

$$q = \frac{Q}{V} = \frac{U^2 C\omega}{V} = \frac{E^2 d^2 \frac{\varepsilon S}{kd} 2\pi f}{S_d d} = k_1 \varepsilon E^2 f, \tag{5}$$

unde : S este suprafaţa totală a dielectricului ; d — grosimea dielectricului.

Pentru un acelaşi tip de dielectric şi păstrînd constantă solicitarea în cîmp a dielectricului, odată cu creşterea frecvenţei de lucru creşte puterea specifică pe unitatea de volum a condensatorului.

Însă, odată cu creşterea puterii specifice pe unitatea de volum cresc în mod corespunzător pierderile interne, care trebuie evacuate prin sistemul de răcire al condensatorului, ajungîndu-se la o limită q_{max}, care nu poate fi depăşită fără pierderea echilibrului termic :

$$q_{max} = k_1 \varepsilon (E^2 f)_{max} \cdot \tag{6}$$

Produsul $E^2 \cdot f$ este limitat atît din considerente de siguranţă la străpungere, cît şi din considerente termice.

În cazul majorităţii condensatoarelor de putere răcirea este asigurată prin transferul de putere de la o suprafaţă de transfer (în mod obişnuit suprafeţei cuvei) la un mediu (fluid) de răcire adecvat.

Această suprafaţă de răcire poate fi raportată la volumul condensatorului printr-un factor k_2 (în cazul răcirii naturale acesta este chiar factorul global de arhitectură al condensatorului) :

$$S_r = k_2 V = k_2 \frac{Q}{q}, \text{ avînd învedere că : } Q = qV.$$

Din relaţia de echilibru termic al condensatorului :

$$\Delta T = \frac{P_w}{\alpha S_r} = \frac{Q \operatorname{tg}\delta_t}{\alpha k_2 \frac{Q}{q}} = \frac{q \operatorname{tg}\delta_t}{\alpha k_2} \tag{7}$$

şi avînd în vedere că : $\operatorname{tg}\delta_t = \operatorname{tg}\delta_a + bf$.
Rezultă :

$$q_{max} = \frac{\alpha k_2 \Delta T a}{\operatorname{tg}\delta_a + bf}, \tag{8}$$

ΔT_a : fiind încălzirea admisibilă a suprafeţei de răcire faţă de fluidul de răcire.

Din relaţiile (6) şi (7) rezultă :

$$k_1 \varepsilon (E^2 f)_{max} = \frac{\alpha k_2 \Delta T_a}{\operatorname{tg}\delta_a bf}. \tag{9}$$

Aceasta este relaţia fundamentală de funcţionare a condensatoarelor de frecvenţă ridicată, în particular a condensatoarelor de medie frecvenţă, dimensionate optim.

Funcţia prezentată are evident limite.

În primul rînd cîmpul electric de lucru este limitat la o valoare de siguranţă faţă de tensiunea de străpungere, indiferent de frecvenţa, astfel că acesta nu poate depăşi o valoare E_{max}.

Păstrînd aceeaşi tensiune de lucru, respectiv aceeaşi solicitare în dielectric, frecvenţa de lucru poate fi mărită pînă la maximum o valoare f_0, denumită în continuare frecvenţa de bază (fig. 2) :

$$k_1 \varepsilon E^2_{max} \cdot f_0 = \frac{\alpha k_2 \Delta T_a}{\operatorname{tg}\delta_a + bf_0} \tag{10}$$

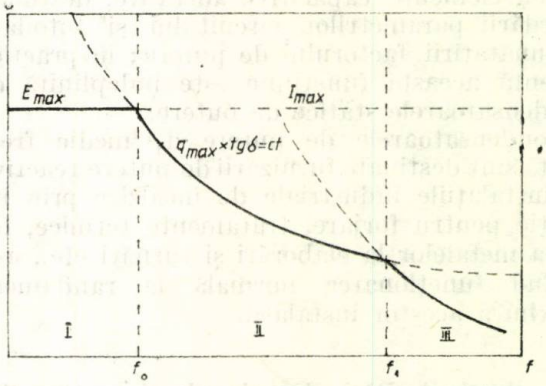


Fig. 2

Un condensator dimensionat optim va avea punctul nominal de funcţionare la frecvenţa f_0 ($f_n \approx f_0$), ceea ce înseamnă obţinerea unei puteri specifice maxime, respectiv utilizarea la maximum a dielectricului, atît din punct de vedere electric, cît şi termic.

La mărirea frecvenţei peste acest punct de funcţionare trebuie redusă corespunzător tensiunea pentru a se păstra pierderile totale constante ($q_{max} \operatorname{tg}\delta = \text{const}$. Acesta este domeniul specific de funcţionare a condensatoarelor de medie frecvenţă (domeniul II al diagramei din fig. 2). Începînd de la o anumită valoare a frecvenţei (f_1) intervine o nouă limitare, respectiv limitarea de curent maxim admisibil prin căile de curent.

După cum se observă din formulele (6) şi (8) obţinerea unei puteri specifice cît mai ridicate este posibilă prin utilizarea unor sisteme dielectrice care să îndeplinească următoarele condiţii :

— să permită un cîmp electric de lucru E_{max} cît mai mare, respectiv să aibă o rigiditate dielectrică ridicată;

— să aibă o permitivitate relativă cît mai ridicată;

— să aibă un factor de pierderi cît mai scăzut.

O mărire şi mai substanţială a puterii specifice se obţine prin mărirea coeficientului global de transfer al căldurii α prin utilizarea răcirii forţate cu aer sau apă.

În funcţie de aplicaţiile specifice condensatoarele de medie frecvenţă sînt realizate fie în tehnica cu armături metalice, fie în tehnica cu armături depuse autoregenerabile. În tehnica cu armături metalice dielectricii de bază sînt hîrtia de condensator, filmul plastic (folia de polipropilenă) sau o combinaţie a acestora (dielectricul mixt).

În tehnica cu armături depuse autoregenerabile dielectricul de bază este filmul de polipropilenă, armăturile fiind depuse direct pe filmul plastic sau fiind constituite din hîrtie metalizată pe ambele feţe.

Condensatoarele sînt încasetate în cuve metalice paralelipipedice sau cilindrice, trecerile fiind realizate prin izolatoare ceramice. În funcţie de sistemul constructiv şi de aplicaţiile specifice condensatoarele sînt impregnate în ulei mineral sau în uleiuri sintetice.

În funcţie de sistemul dielectric condensatoarele sînt realizate pentru funcţionarea cu răcire naturală sau răcire forţată cu aer sau apă.

Condensatoarele cu hîrtie impregnată sînt întotdeauna prevăzute cu răcire forţată cu apă pentru a se putea obţine o putere specifică convenabilă, avînd în vedere calităţile mai slabe ale hîrtiei faţă de alte sisteme dielectrice.

În cazul dielectricului mixt procentul de hîrtie în compoziţia totală a dielectricului este foarte redus, încît se asigură condensatoarelor pierderi reduse pînă la cele mai ridicate frecvenţe de lucru, astfel că unele construcţii sînt prevăzute a funcţiona cu răcire forţată cu aer sau chiar cu răcire naturală.

Condensatoarele cu dielectricul constituit integral din film plastic sînt destinate, în principal, funcţionării cu răcire naturală. Menţinerea temperaturii aerului de răcire la valoarea prescrisă de constructor pentru un anumit tip de condensator este decisivă. În anumite situaţii de exploatare se poate dovedi necesară o ventilaţie suplimentară pentru menţinerea temperaturii aerului de răcire la valoarea prescrisă.

2. Principii de dimensionare

O particularitate a condensatoarelor de medie frecvenţă o reprezintă dimensionarea circuitului de răcire în cazul răcirii forţate cu apă (fig. 3).

Cel mai simplu sistem de răcire cu apă îl reprezintă cuva cu pereţi dubli, între care circulă lichidul de răcire (fig. 3a).

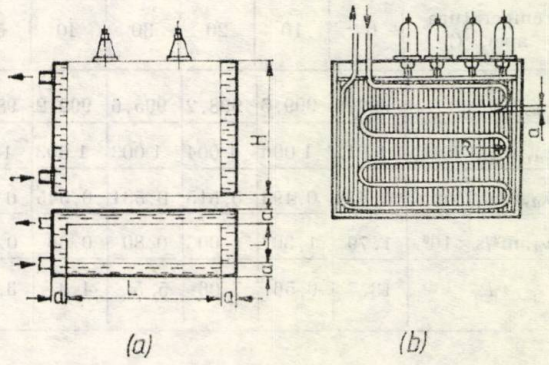


Fig. 3

Apa intră pe la partea inferioară a condensatorului şi udînd peretele interior al cuvei preia pierderile dezvoltate în interiorul condensatorului.

Coeficientul global de transmisie a căldurii se determină cu formula:

$$\alpha_t = N_u \frac{\lambda_a}{H}, \text{ kcal/h} \cdot \text{m}^3 \cdot {}^\circ\text{C}, \qquad (11)$$

unde: N_u este coeficientul criterial Nusselt;

λ_a — conductibilitatea termică a apei, kcal/h · m · °C;

H — înălţimea cuvei condensatorului, m.

Pentru determinarea coeficientului Nusselt se utilizează relaţia:

$$N_u = 0{,}0356\, R_r^{0.8} \cdot P_r^{0.4}, \qquad (12)$$

unde R_e şi P_r sînt coeficienţi criteriali Reynolds şi Prandtl. În tabelul 1 sînt date valorile pentru coeficientul Prandtl [1]. Coeficientul Reynolds se calculează cu formula:

$$R_e = \frac{v_a H}{\nu_a}. \qquad (13)$$

unde: v_a este viteza apei, m/s;

ν_a — vîscozitatea cinematică a apei, m²/s.

Viteza necesară a apei de răcire rezultă din relaţia:

$$0{,}24 \quad P_W = v_a \cdot S_a \cdot \gamma_a \cdot c_a \cdot \Delta T_a.$$

respectiv, $0{,}24 \times U^2 C \omega \operatorname{tg}\delta_t = v_a S_a \gamma_a \Delta T_a \qquad (14)$

unde: P_W sînt pierderile totale din condensator, W;

$S_a = 2a\,(L + 1 + 2a)$ — secţiunea curentului de apă, m²;

$\gamma_a = 1\,000$ kg/m³ — densitatea apei;

c_a — căldura specifică a apei, kcal/kg°C;

ΔT_a — încălzirea apei între intrare şi ieşire, °C.

Coeficienți și caracteristici ale apei utilizate în calculul sistemului de răcire

Tabelul 1

Temperatura apei, °C	0	10	20	30	40	50
γ_a, kg/m³	999,8	999,6	998,2	995,6	992,2	988,0
c_a, kcal/kg°C	1 012	1 006	1 004	1 003	1 003	1 003
λ_a, kcal/h·m°C	0,474	0,494	0,515	0,531	0,545	0,557
ν_a, m²/s×10⁶	1,79	1,30	1,00	0,80	0,66	0,55
P_r	13,7	9,56	7,06	5,5	4,3	3,56

Rezultă : $$v_a = \frac{0{,}24\,U^2 C\omega \mathrm{tg}\delta_t}{S_a \gamma_a c_a \Delta T_a}. \qquad (15)$$

Relația se folosește impunînd o valoare pentru încălzirea admisibilă a apei (de regulă $\Delta T_a = 5°C$) și calculînd viteza necesară.

Încălzirea suprafeței peretelui interior al cuvei condensatorului va fi :

$$\Delta T_c = t_c - t_a = \frac{0{,}24\ U^2\, C\omega \mathrm{tg}\ \delta_t}{\alpha_t S},$$

respectiv temperatura peretelui interior al cuvei este :

$$t_c = t_a + \frac{0{,}24\ U^2\, C\omega \mathrm{tg}\ \delta t}{\alpha_t [2(L+1)H]}, \qquad (16)$$

unde αt_1 se calculează conform formulei (11) și se transformă în W/cm²°C,

$$\alpha_t[\mathrm{W/cm^2{}^\circ C}] = \alpha_t[\mathrm{kcal/h\ m^2{}^\circ C}] \times 1{,}16 \times 10^{-4}.$$

O eficacitate și mai mare a răcirii cu apă se obține utilizînd o serpentină de răcire lipită direct pe armăturile elementelor de condensator (fig. 3 b).

În acest caz suprafața de răcire este : $S = \frac{\pi d L}{2}$ avînd în vedere că țeava se înglobează în masa de aliaj de lipit pe jumătate din circumferință ; d — este diametrul țevii de răcire ; L — lungimea totală a serpentinei de răcire.

Viteza necesară a apei de răcire se calculează cu formula (15), adoptîndu-se $S_a = \pi d^2/4$.

Coeficientul de transmisie a căldurii se calculează cu formula :

$$\alpha_T = N_u \frac{\lambda_a}{d}\left(1 + 1{,}77\,\frac{d}{P}\right), \mathrm{kcal/h\ m^2{}^\circ C}. \qquad (17)$$

Dacă $v_a > v_{cr} = 2\,200\,\frac{\nu_a}{d}$ m/s, curgerea va fi turbulentă și în acest caz :

$$N_u = 0{,}023 R_e^{0,8} P_r^{0,4}. \qquad (18)$$

Dacă $v_a < v_{cr}$ curgerea este laminară (caz mai puțin probabil) :

$$N_u = 0{,}74\ R_e^{0,2}(G_r \cdot P_r)^{0,1} P_r^{0,2}. \qquad (19)$$

Încălzirea suprafeței armăturilor condensatorului (care extrag prin conducție căldura din punctele cele mai calde) față de apa de răcire rezultă din relația :

$$\Delta T_m = t_m - t_a = \frac{0{,}24\,U^2 C\omega \mathrm{tg}\delta_t}{\alpha_T \cdot \pi d \cdot 1}, \qquad (20)$$

unde α_T se calculează cu formula (17) și se transformă în, W/cm² °C.

3. Dezvoltarea la ICPE a unor tipuri de condensatoare de medie frecvență

În scopul satisfacerii necesarului de condensatoare al sectoarelor calde din economie la ICPE au fost realizate în premieră pe plan național și asimilate în fabricație pe microproducție mai multe serii de condensatoare de medie frecvență.

În anul 1986 au fost asimilate primele două serii de condensatoare cu dielectric mixt, răcite cu apă, respectiv seriile 30.4113 MFA-MU și 30.4114 MFA-MC, prima utilizînd ca impregnant uleiul mineral, iar cealaltă uleiul sintetic clorurat de tip PCB (triclordifenil).

În anul următor s-au mai asimilat două serii cu dielectric 100% hîrtie impregnată în ulei mineral (seria 30.4111 MFA-HU), respectiv în ulei sintetic clorurat (serie 30.4112 MFA-HC).

Caracteristicile tehnice principale sînt prezentate în tabelul 2 și figurile 4÷6.

În anul 1988 s-a renunțat la fabricarea condensatoarelor din seriile 30.4112 MFA-HC și 30.4114 MFA-MC. La ora actuală sînt în curs de asimilare noi serii de conènsatoare cu impregnant *non* PCB, a căror performanțe vor fi similare cu cele ale condensatoarelor cu triclordifenil pe care le vor înlocui.

Condensatoarele sînt prevăzute să funcționeze de o manieră prelungită cu o tensiune aplicată între borne, care să nu depășească valoarea tensiunii nominale. Este permisă funcționarea cu o tensiune superioară cu 5% valorii tensiunii nominale o perioadă de maximum o oră pe zi. Amplitudinea maximă a tensiunii, incluzînd și armonici, nu trebuie să depășească în nici un moment cu mai mult de 65% valoarea

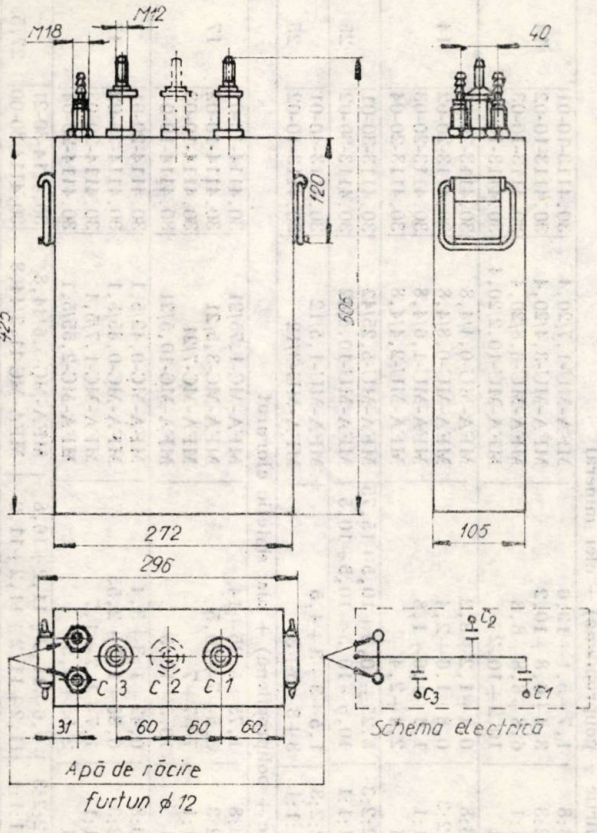


Fig. 4

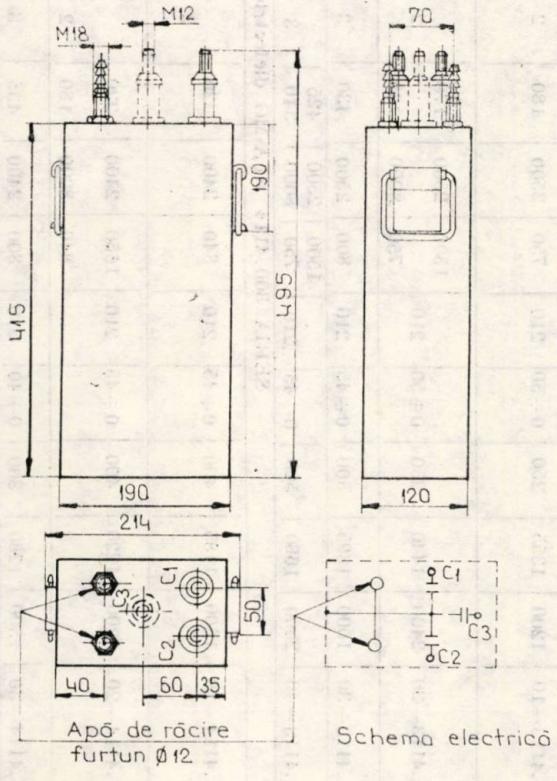


Fig. 5

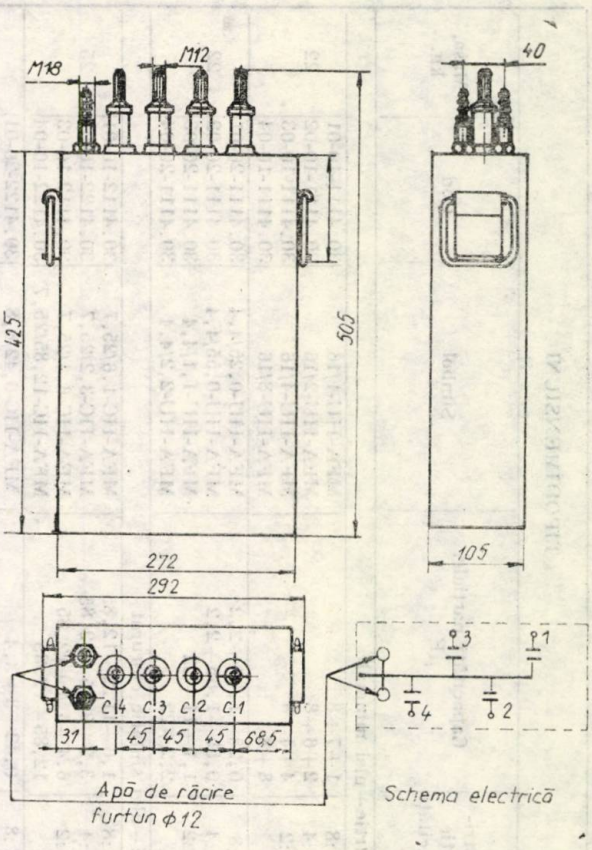


Fig. 6

tensiunii nominale. Suprasarcina în curent, datorată armonicilor superioare și creșterilor de tensiune sau de frecvență nu trebuie să conducă la depășirea cu mai mult de 35% a curentului nominal al condensatorului. În nici un caz nu trebuie să se depășească valoarea maximă a curentului de trecere printr-o bornă a condensatorului.

Pe durata regimurilor tranzitorii tensiunea instantanee între bornele condensatorului nu trebuie să depășească valoarea de $2\sqrt{2}$ ori tensiunea nominală a condensatorului.

Condensatoarele sînt apte de a suporta puneri sau scoateri frecvente de sub tensiune, la intervale scurte, cu condiția luării de măsuri ca înainte de reconectare tensiunea reziduală pe condensator să fie redusă sub 10% din tensiunea nominală. Condensatoarele nu sînt construite cu rezistențe interne de descărcare. De aceea la locul de instalare trebuie prevăzute dispozitivele de descărcare adecvate, capabile să reducă practic la zero tensiunea reziduală într-un timp scurt după deconectarea de la sursa de tensiune.

Apa de răcire utilizată trebuie să fie dulce și dedurizată. Debitul minim al apei de răcire este de 2 l/min.

Trebuie controlat periodic în exploatare dacă nu s-au produs depuneri de particule în suspensie sau alte corpuri străine care să împiedice circulația liberă a apei în circuitele de răcire.

Tipuri de condensatoare de medie frecvență dezvoltate de către ICPE *Tabelul 2*

Tip de bază, cod	Tensiune nominală maximă, V	Frecvența de bază, Hz	Putere nominală maximă, kVAr	Categoria de temperatură °C	Curent maxim print-o bornă, A	Valori nominale caracteristice			Dimensiuni fig.	Capacitate nominală, μF	TIPODIMENSIUNI				
						Tensiune nominală, V	Frecvența nominală, Hz	Puterea nominală, kVAr			Distribuție capacități	Capacități parțiale, μF	Simbol	Cod	Masa, kg.
SERIA 30.4111 MFA-HU hîrtie+ulei mineral															
30.4111—10	1000	1740	175	0÷45	210	750	2500	140	1	16	1:7:8	1+7+8	MFA-HU-1/16	30.4111-10-01	22
											1:3:4	2+6+8	MFA-HU-2/16	30.4111-10-02	
											1:1:2	4+4+8	MFA-HU-4/16	30.4111-10-03	
											1:1	8+8	MFA-HU-8/16	30.4111-10-04	
30.4111—20	2000	1580	175	0÷45	210	1500	2500	155	1	4,4	1:7:8	0,25+1,95+2,2	MFA-HU-0,25/4,4	30.4111-20-01	22
											1:3:4	0,55+1,65+2,2	MFA-HU-0,55/4,4	30.4111-20-02	
											1:1:2	1,1+11+22	MFA-HU-1,1/4,4	30.4111-20-03	
						750	8000	125			1:1	2,2+22	MFA-HU-2,2/4,4	30.4111-20-04	
SERIA 30,4112 MFA—HC hîrtie+ulei sintetic clorurat															
30.4112—10	1185	1210	275	0÷40	210	800	2400	250	1	25,7	1:7:8	1,6+11,2+12,85	MFA-HC-1,6/25,7	30.4112-10-01	25
											1:3:4	3,2+9,65+12,85	MFA-HC-3,2/25,7	30.4122-10-02	
											1:1:2	6,4+6,4+12,85	MFA-HC-6,4/25,7	30.4112-10-03	
											1:1	12,85+12,85	MFA-HC-12,85/25,7	30.4122-10-04	
30.4112—20	2370	1145	275	0÷40	210	1600	2400	260	1	6,8	1:7:8	0,42+3+3,4	MFA-HC-0,42/6,8	30.4122-20-01	25
											1:3:4	0,85+2,55+3,4	MFA-HC-0,85/6,8	30.4122-20-02	
											1:1:2	1,7+1,7+3,4	MFA-HC-1,7/6,8	30.4112-20-03	
						800	8000	220			1:1	3,4+3,4	MFA-HC-3,4/6,8	30.4122-20-04	
SERIA 30.4113 MFA-MU dielectric mixt (hîrtie + polipropilenă) + ulei mineral															
30.4113—10	1200	1355	250	0÷50	210	750	2500	180	2	20,4	1:3:8	1,7+5,1+13,6	MFA-MU-1,7/20,4	30.4113-10-01	14
											1:2:3	3,4+6,8+10,2	MFA-MU-3,4/20,4	30.4113-10-02	
											1:1:1	6,8+6,8+6,8	MFA-MU-6,8/20,4	30.4113-10-03	
											1:1	10,2+10,2	MFA-MU-10,2/20,4	30.4113-10-04	
30.4113—20	2400	1440	250	0÷50	210	1500	2500	170	2	4,8	1:3:8	0,4+1,2+3,2	MFA-MU-0,4/4,8	30.4113-20-01	14
											1: 2:3	0,8+1,6+2,4	MFA-MU-0,8/4,8	30.4113-20-02	
											1:1:1	1,6+1,6+1,6	MFA-MU-1,6/4,8	30.4113-20-03	
						750	8000	135			1:1	2,4+2,4	MFA-MU-2,4/4,8	30.4113-20-04	
30.4113—30	1000	1895	500	0÷45	210	800	2500	430	3	42	1:2:2:3	5,25+10,5+10,5+15,75	MFA-MU-5,25/42	30.4113-30-01	25
											1:1:1:1	10,5+10,5+10,5+10,5	MFA-MU-10,5/42	30.4113-30-02	
30.4113—40	2000	1660	500	0÷45	210	1500	2500	425	3	12	1:2:2:3	1,5+3+3+4,5	MFA-MU-1,5/12	30.4113-40-01	25
						750	8000	340			1:1:1:1	3+3+3+3	MFA-MU-3/12	30.4113-40-02	
SERIA 300.4114 MFA-MC dielectric mixt (hîrtie + polipropilenă) + ulei sintetic clorurat															
30.4114—10	1600	1185	400	0÷45	210	840	2400	220	2	21	1:3:8	1,75+5,25+14	MFA-MC-1,75/21	30.4114-10-01	17
											1:2:3	3,5+7+10,5	MFA-MC-3,5/21	30.4114-10-02	
											1:1:1	7+7+7	MFA-MC-7/21	30.4114-10-03	
											1:1	10,5+10,5	MFA-MC-10,5/21	30.4114-10-04	
30.4114—20	3200	1220	400	0÷45	210	1680	2400	220	2	5,1	1:3:8	0,42+1,3+3,4	MFA-MC-0,42/5,1	30.4114-20-01	17
											1:2:3	0,85+1,7+2,55	MFA-MC-0,85/5,1	30.4114-20-02	
											1:1:1	1,7+1,7+1,7	MFA-MC-1,7/5,1	30.4114-20-03	
						840	8000	180			1:1	2,55+2,55	MFA-MC-2,55/5,1	30.4114-20-04	
30.4114—30	1500	1260	800	0÷40	210	800	2400	435	3	44,8	1:2:2:3	5,6+11,2+11,2+16,8	MFA-MC-5,6/44,8	30.4114-30-21	27,5
											1:1:1:1	11,2+11,2+11,2+11,2	MFA-MC-11,2/44,8	30.4114-30-00	
30.4114—40	3000	1105	800	0÷40	210	1500	2400	435	3	12,8	1:2:2:3	1,6+3,2+3,2+4,8	MFA-MC-1,6/12,8	30.4114-40-01	27,5
						750	8000	360			1:1:1:1	3,2+3,2+3,2+3,2	MFA-MC-3,2/12,8	30.4114-40-02	

Temperatura apei de răcire se măsoară la ieşirea din condensator şi nu trebuie să depăşească valoarea maximă precizată în categoria de temperatură a condensatorului. Temperatura apei la ieşire depinde evident de debit şi de temperatura sa la intrare. Dacă se dispune de apă de răcire cu temperatura convenabilă, se pot lega în serie un număr de maximum 3 condensatoare pe acelaşi circuit de răcire, apa intrînd prin cutia mai puţin utilizată şi ieşind prin cea mai des utilizată sau permanent încărcată, cu respectarea limitei categoriei de temperatură la această ultimă ieşire.

Presiunea apei la intrarea în circuitul de răcire nu trebuie să depăşească 600 kPa, dar nici nu trebuie să scadă sub 250 kPa.

Cînd temperatura ambiantă scade sub 0° C şi condensatoarele sînt neîncărcate (sînt deconectate de la reţea, se află în stare de depozitare, ori pe perioada transportului) este necesar să se golească de apă circuitele de răcire pentru a preîntîmpina spargerea acestora.

4. Concluzii

Condensatoarele de medie fracvenţă sînt un element indispensabil al instalaţiilor de încălzire prin inducţie.

Pentru obţinerea unor puteri specifice ridicate la construcţia acestor condensatoare se utilizează răcirea forţată cu aer sau apă.

Răcirea forţată cu apă permite obţinerea celor mai mari valori ale puterii specifice.

Faţă de condensatoarele de putere obişnuite, care realizează puteri specifice între $2 \div 5$ kVAr/dm^3, la condensatoarele de medie frecvenţă se obţin valori de $20 \div 30$ kVAr/dm^3.

La ICPE a fost dezvoltată fabricaţia condensatoarelor de medie frecvenţă destinată satisfacerii integrale a necesarului economiei naţionale.

CZ 621.314.5 :621.365.5

CONVERTOR STATIC
ÎNCĂLZIRE PRIN INDUCŢIE

Alegerea şi dimensionarea bobinelor din generatoarele statice de medie frecvenţă cu invertor în punte monofazată

TIBOR DOKI, GYÖRGY KELEMEN* — TG. MUREŞ

Introducere

În generatoarele statice de medie frecvenţă cu invertor în punte monofazată se utilizează bobine de filtrare în circuitul intermediar de curent continuu şi bobine de comutaţie în serie cu tiristoarele de invertor.

Bobina de filtrare asigură caracter de generator de curent constant sursei de alimentare a invertorului, iar bobinele de comutaţie limitează viteza de creştere a curentului prin tiristoare în timpul comutaţiei.

În lucrare sînt prezentate cîteva considerente privind alegerea soluţiilor constructive şi dimensionarea acestor bobine. Se urmăreşte îmbunătăţirea performanţelor, reducerea pierderilor şi creşterea fiabilităţii instalaţiei.

1. Bobina de filtrare

Schema de principiu a unui generator static de medie frecvenţă cu invertor în punte monofazată este prezentată în figura 1, iar formele de undă caracteristice în figura 2.

Invertorul, format din tiristoarele $T_1 \ldots T_4$ şi bobinele L_k, este conectat la redresorul comandat prin intermediul bobinei de filtrare L_d, care în regim staţionar asigură caracter de generator de curent sursei de alimentare. Pentru funcţionarea stabilă a instalaţiei este nevoie ca bobina L_d să asigure curent de alimentare neîntrerupt în toată gama de putere a generatorului, care, de regulă, este între $(0{,}1, \ldots 1)\ P_{MFmax}$.

La întreruperea funcţionării sau în caz de avarie energia din bobina de filtrare se descarcă prin amorsarea sincronă a tuturor tiristoarelor din invertor. În acelaşi timp se modi-

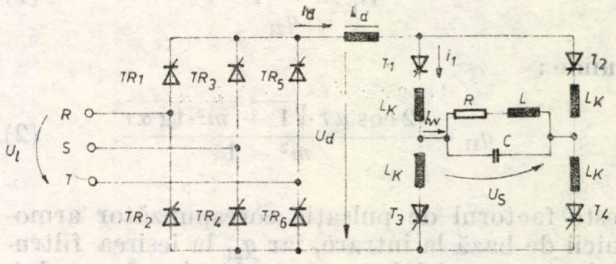


Fig. 1. Schema electrică de principiu a generatorului static de medie frecvenţă cu invertor în punte monofazată.

* Ing. *Doki, T.* cerc. şt., ing. *Kelemen, Gy.* cerc. şt. la ICPE — filiala Tg. Mureş.

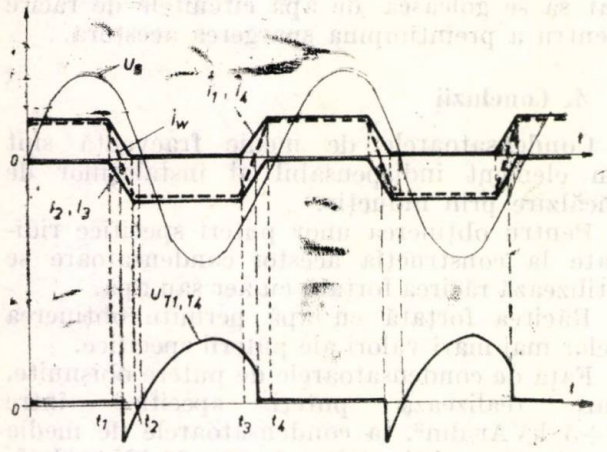


Fig. 2. Formele de undă caracteristice.

fică și unghiul de comandă al tiristoarelor din redresor pentru a realiza regimul de invertor maxim. Din cauza caracterului aleator al apariției defectelor există întîrziere între momentul scurtcircuitării tiristoarelor $T_1 \ldots T_4$ și cel al apariției regimului de invertor maxim. Din această cauză bobina L_d trebuie astfel dimensionată ca energia disipată în tiristoarele invertorului să fie sub valoarea maximă ce rezultă din integrala de curent, dată în catalog.

Deci, bobina de filtrare trebuie să corespundă următoarelor criterii :

— să asigure alimentarea invertorului cu curent constant neîntrerupt, pentru gama $(0{,}1, \ldots, 1)\, P_{MFmax}$;

— să asigure limitarea vitezelor de creștere a curentului de scurtcircuit și să mențină energia de scurtcircuit sub valoarea prescrisă în catalog pentru tiristoarele utilizate.

1.1. Alimentarea invertorului cu curent neîntrerupt

La calculul inductanței bobinei de filtrare L_d se consideră sarcina filtrului pur rezistivă cu rezistența R_{pp}, întrucît caracterul ușor capacitiv al sarcinii invertorului este compensat de bobinele de comutație L_k.

Calitatea filtrelor se apreciază prin factorul de netezire corespunzător armonicii de bază :

$$S_1 = \frac{q_{11}}{q_{21}}, \tag{1}$$

unde :

$$q_{11} = \frac{2\cos\alpha r \cdot \sqrt{1 + m^2 \cdot \operatorname{tg}\alpha r}}{m^2 - 1}, \tag{2}$$

este factorul de pulsație corespunzător armonicii de bază la intrare, iar q_{21} la ieșirea filtrului ; α_r — unghiul de comandă al redresorului, ($\alpha \in [30° \ldots 90°]$) ; m — numărul de pulsuri : $m = 6$ pentru redresor trifazat în punte.

Neglijînd rezistența bobinei de filtrare în raport cu rezistența sarcinii, se poate deduce relația :

$$L_d \approx \frac{S_1 \cdot R_{pp}}{m \cdot \omega}, \tag{3}$$

unde rezistența sarcinii R_{pp} este raportul dintre valorile medii ale tensiunii și curentului redresat $\left(R_{pp} = \dfrac{U_{d\,med}}{I_{d\,med}}\right)$.

Din forma de undă a tensiunii redresate U_d (fig. 3.), rezultă că la unghiul de comandă al redresorului $\alpha_r > 60°$ apare regimul de curent de sarcină întrerupt.

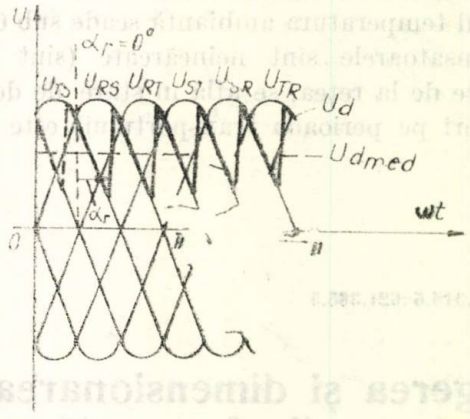


Fig. 3. Forma de undă a tensiunii redresate.

Cazul cel mai favorabil apare la valori mici ale puterii de medie frecvență ($P_{MF\,min}$), cînd unghiul de comandă este maxim (αr_{max}). În acest caz, ținînd seama de domeniul de reglaj al puterii, se poate scrie :

$$P_{MF\,min} = kP_{MF.ax} = k \cdot U_{d\,max} \cdot I_{d\,max} \cdot \eta, \tag{4}$$

unde $k = 0{,}1$, iar η este randamentul invertorului. Din această relație rezultă și expresia curentului redresat și a unghiului de comandă al tiristoarelor redresorului :

$$I_{d\,min} = \sqrt{k} \cdot I_{d\,max}, \tag{5}$$

$$\cos\alpha_{r\,max} = \sqrt{k} \cdot \cos\alpha_{r\,min}. \tag{6}$$

Dacă în expresia (3) se înlocuiesc relațiile (4), (5) și (6) și se are în vedere că, pentru evitarea funcționării în regim de curent de sarcină întrerupt, factorul $q_{21}\, l$, rezultă valoarea minimă a inductivității bobinei de filtrare :

$$L_{d\,min} = \frac{4 \cdot m \cdot \sin^2\left(\dfrac{\pi}{m}\right) \cdot U_{ief}^2 \cdot \cos\alpha_{r\,min} \cdot \sqrt{m^2 + (1 - m^2)k\cos\alpha_{r\,min}}}{\pi^2 \cdot \omega\,(m^2 - 1) \cdot \sqrt{k} \cdot P_{MF\,max}}. \tag{7}$$

1.2. Limitarea vitezei de creştere a curentului de scurtcircuit

Pentru dimensionarea bobinei L_d, conform acestui criteriu, se fac următoarele consideraţii :

— bobina L_d este nesaturabilă ;

— influenţa bobinelor de comutaţie L_k în limitarea vitezei de creştere a curentului I_d este neglijabilă ;

— scurtcircuitul nu apare în timpul comutaţiei tiristoarelor din invertor.

Întrucît se poate considera că la scurtcircuit toată tensiunea U_d se aplică pe bobina L_d, rezultă :

$$U_d = L_d \cdot \frac{di}{dt}. \tag{8}$$

Ţinînd seama de prima ipoteză, se poate scrie :

$$\frac{U_d \cdot \Delta t}{L_d} = \Delta I_d, \tag{9}$$

unde Δt este timpul minim de intervenţie prin blocarea impulsurilor de aprindere a tiristoarelor invertorului.

Pentru menţinerea energiei disipate în tiristoare în timpul scurtcircuitului sub valori admise, trebuie ca :

$$\int i_{sc}^2 \, dt < \int i^2 \, dt, \tag{10}$$

unde, $i^2 \, dt$ este dată de catalog pentru fiecare tip de tiristor, în funcţie de temperatura virtuală a joncţiunii T_{vj}.

Efectuînd integrala rezultă :

$$L_d > \frac{U_d \cdot t}{2\left(\sqrt{\frac{\int i^2 \, dt}{\Delta t}} - I_d\right)}. \tag{11}$$

Calculele se vor executa pentru situaţia cea mai defavorabilă cînd scurtcircuitul are loc la puterea maximă şi întîrzierea este egală cu durata unui tact de redresor $\Delta t = 3{,}3$ ms [4].

În acest caz : $U_d = U_{d\,max}$,

$$I_d = I_{d\,max},$$

deci :

$$L_d > \frac{U_{d\,max} \cdot \Delta t}{2\left(\sqrt{\frac{\int i^2 \, dt}{\Delta t}} - I_{d\,max}\right)}. \tag{12}$$

Întrucît, de regulă, această valoare este mai mică decît cea calculată după primul criteriu, bobina L_d se va calcula cu relaţia (7), după care se verifică respectarea limitării vitezei de creştere a curentului de scurtcircuit cu relaţia (12).

1.3. Bobina de filtrare cu miez magnetic deschis

Din cele prezentate la punctul 1.2 rezultă că inductivitatea bobinei de filtrare trebuie să fie constantă în întregul domeniu de funcţionare, inclusiv la atingerea curentului de scurtcircuit. Acest lucru se poate realiza dacă miezul magnetic nu se saturează.

Întrucît pentru valorile utilizate ale curenţilor şi inductivităţilor este necesar un intrefier relativ mare, se propune utilizarea bobinelor cu miez magnetic deschis. În acest caz miezul are doar rolul de a concentra fluxul util.

Acest tip de bobină prezintă, faţă de tipurile vechi cu miez magnetic închis, următoarele avantaje :

— este nesaturabilă ;

— consumul de material feromagnetic este redus, deci are masă şi gabarit reduse ;

— construcţia este simplă, tehnologia de execuţie uşoară ;

— există posibilitatea utilizării diferitelor tipuri de conductoare sau cabluri pentru înfăşurări.

Dezavantajul bobinei cu miez deschis constă în cîmpul magnetic de dispersie puternic produs în jurul ei. Efectele nedorite ale acestui inconvenient se pot elimina printr-un amplasament corespunzător.

2. Bobinele de comutaţie

La amorsarea tiristoarelor de putere rapide canalul de conducţie iniţial este foarte îngust şi se lărgeşte cu o viteză cuprinsă între 0,1 ... ... 1 mm/μs.

De asemenea, este cunoscut faptul că densitatea de curent în structura semiconductoare a tiristorului nu poate să depăşească o anumită valoare, deoarece în caz contrar joncţiunile se scurtcircuitează din cauza supraîncălzirii locale [8, 9].

Ca urmare, pentru evitarea defectării tiristorului, viteza de creştere a curentului trebuie limitată în timpul amorsării.

Pentru fiecare tip de tiristor sînt precizate valorile maxime ale vitezei de creştere a curentului în funcţie de condiţiile de lucru.

Menţinerea vitezei de creştere a curentului sub aceste valori în timpul amorsării se realizează cu ajutorul unor bobine de comutaţie L_k, conectată în serie cu tiristoarele, ca în figura 1.

Dimensionarea acestor bobine se face conform [7] considerînd cunoscute următoarele date :

— tipul tiristorului utilizat ;

— valoarea maximă a vitezei de creștere a curentului, notată cu (di/dt) max ;

— curentul maxim prin tiristor, notat cu $I_{T\,MAX}$;

— timpul de dezamorsare tq ;

— tensiunea de ieșire de medie frecvență U_{sef} ;

— frecvența maximă de lucru f.

Pe baza acestor date se determină timpul maxim de comutație t_{com} :

$$t_{com} = \frac{I_{T\,MAX}}{(di/dt)_{max}} . \qquad (13)$$

Inductivitatea bobinei de comutație rezultă din condițiile de lucru conform [7] cu relația :

$$L_k = \frac{U_{s\,max}}{2(di/dt)\max} \cdot \sin\,[2 \cdot \pi \cdot f(t_b + t_{com})], \qquad (14)$$

unde, $t_b = 1{,}1 \cdot tq$ este timpul de siguranță, iar $U_{s\,max}$ — valoarea maximă a tensiunii pe sarcină.

Pentru dimensionarea bobinelor de comutație utilizate la generatorul de 350 kW/2 500 Hz s-au utilizat următoarele date inițiale :

— tipul de tiristor utilizat : T600F1200TEC ;

— viteza de creștere admisă $(di/dt)_{max} = 50$ A/μs ;

— curentul maxim prin tiristor $I_{T\,MAX} = 400$ A ;

— tensiunea de ieșire de medie frecvență $U_{sef} = 750$ V ;

— frecvența maximă de lucru $f = 2\,750$ Hz.

Cu aceste valori, conform relațiilor (13) și (14), s-a obținut :

$$L_k \approx 7\ \mu\text{H}.$$

La determinarea inductivității bobinei de comutație, s-a presupus că valoarea aleasă rămîne constantă în timp. Din analiza funcționării invertorului în punte monofazată rezultă că este avantajoasă utilizarea bobinelor de comutație cu inductivitate variabilă, care să aibă valori mari la începutul comutației și valori mici la sfîrșit și pe durata regimului staționar. Pentru a îndeplini această cerință se pot folosi bobine de comutație compuse dintr-o parte saturabilă realizată cu inele de ferită și una nesaturabilă.

Caracteristicile inductivitate-curent ale unor bobine de acest tip sînt prezentate în figura 4, iar forma idealizată a curenților de comutație se poate urmări în figura 5.

La începutul comutației, chiar și în cazul unei sarcini inductive, tiristorul este solicitat și de curentul grupului de protecție RC. De

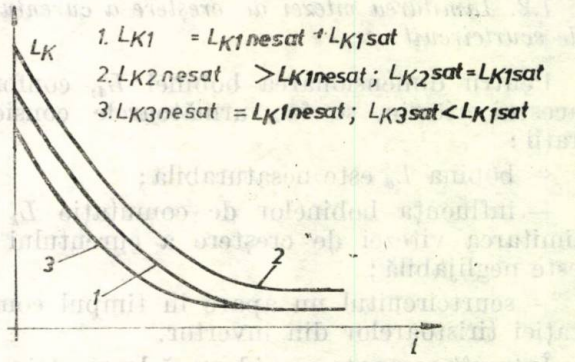


Fig. 4. Caracteristica inductivității funcție de curent a bobinelor de comutație compuse.

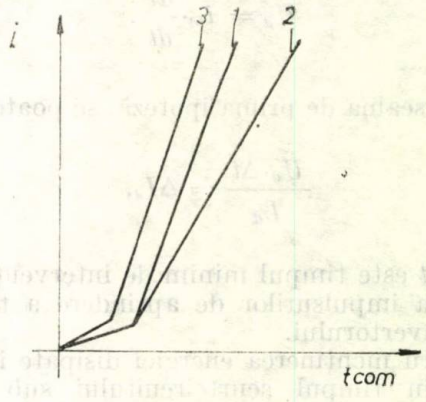


Fig. 5. Forma creșterii curentului la amorsarea tiristorului în cazul bobinelor de comutație compuse.

aceea, pe durata cîtorva microsecunde, viteza de creștere a curentului trebuie menținută la valori mici, mult sub valoarea admisă.

În acest interval, aria de conducție a tiristoarelor se extinde suficient de mult, astfel încît panta curentului poate depăși valoarea admisă fără să se distrugă semiconductoarele.

Acest lucru este asigurat de partea saturabilă a bobinei L_k, care, avînd inductivitate mare, reduce mult viteza de creștere a curentului. După saturație panta curentului crește brusc, fiind limitată doar de componenta nesaturabilă (fig. 5.). Astfel se poate reduce timpul de comutație ; prin aceasta cresc factorul de putere al generatorului și randamentul global.

Datorită vitezei mici de creștere a curentului la începutul amorsării se reduce puterea disipată în tiristor la amorsare P_{TON} (fig. 6.).

Rezultă deci că, dacă se întîrzie creșterea curentului la valori relativ mici, de ordinul $I(O) \cong 10 \ldots 50$ A, după trecerea cîtorva microsecunde, viteza de creștere poate depăși valoarea critică.

Combinația optimă de inele de ferită cu care se poate înlocui bobina clasică din exemplul prezentat trebuie să fie de 70 μH la pornire și să fie saturat la circa 10 ... 13 A, iar partea nesaturabilă să fie de cca. 2 μH. Forma creșterii

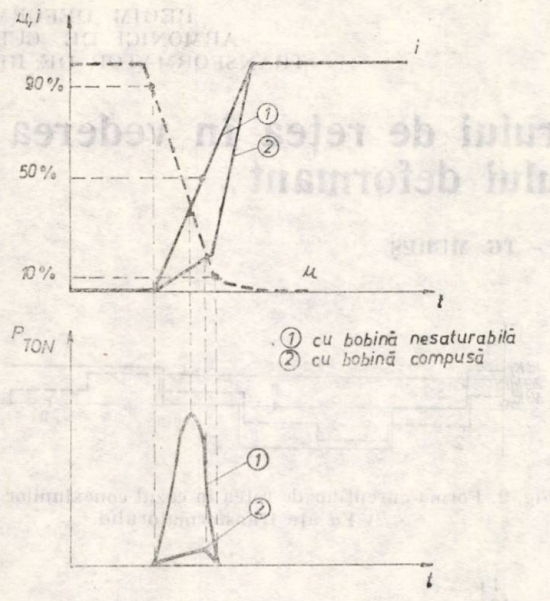


Fig. 6. Influența tipului de bobină utilizat asupra puterii disipate în tiristor la amorsare.

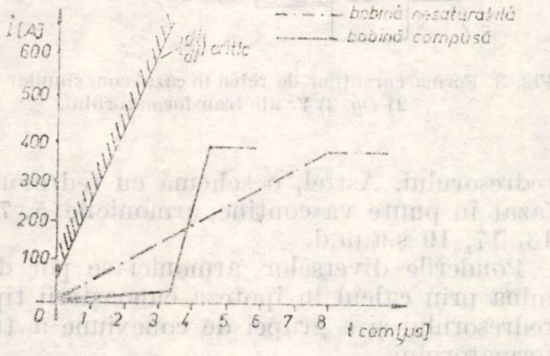


Fig. 7. Forma curenților de comutație cu bobină clasică și cu bobină compusă la generatorul static de 300 kW/2500 Hz.

curentului la comutație în cele două cazuri, reprezentată în figura 7, s-a obținut prin modelarea pe calculator, funcția inductivitate-curent fiind introdusă în programul de calcul în trepte mici.

Viteza inițială de creștere a curentului datorită componentei saturabile, reduce puterea disipată în tiristor la amorsare cu circa 25%.

Întrucît la blocare se reduc panta de scădere și valoarea maximă a curentului invers de revenire, se va micșora și puterea disipată în grupul *RC* de protecție.

Un alt avantaj al bobinelor de comutație compuse este rezistența chimică mai mică decît a celor clasice, reducîndu-se astfel pierderile în timpul conducției.

3. Concluzii

1. Dimensionarea urmărește realizarea unor bobine care asigură funcționarea sigură și eficiență a generatorului.

2. Soluțiile constructive au fost obținute cu ajutorul programelor de modelare pe calculator.

3. Justețea soluțiilor aplicate este confirmată de măsurătorile efectuate și de funcționarea corectă a generatoarelor.

Bibliografie

[1] *Kornev, A. S.*, ș.a. Îmbunătățirea condițiilor de lucru a tiristoarelor în convertori cu bobină de saturație de tip cablu. Rev. Electrotehnica nr. 2. 1986.

[2] *Bairanzade, M.* Thyristor : une nouvelle méthode de mesure du di/dt. In : rev. Mesure nr. 477, oct 1982.

[3] *Kalantarov, P. L., Teitlin, L. A.* Calculul inductanțelor. Îndreptar. București, Editura tehnică, 1958.

[4] *Matlac, I.* Convertoare electroenergetice. Timișoara, Editura Facla, 1977.

[5] *Karamanski, P. A., Popov, E. I.* Development of a thyristor converter for induction heating with a controlling circuit for selfagitation, Budapest, 5-th Power Electronics Conference, 1985.

[6] *Székely, I.* Studiu asupra dimensionării convertoarelor cu tiristoare cu invertor paralel pentru încălzirea prin inducție. În : Electrotehnica Electronica Automatica — Electrotehnica, nr. 2., februarie, 1984.

[7] *Doki, T.* Dimensionarea elementelor de legătură și alegerea componentelor de putere pentru generatoarele statice de medie frecvență cu invertor monofazat în punte. ICPE Filiala Tg. Mureș, 1988.

[8] Frequenz-Thyristoren, Catalog AEG — Telefunken, Aprilie, 1981.

[9] *Heimann, K., Stumpe, A. C.* Trirısztortechnika, Budapest, Müszaki könyvkiadò, 1974.

CZ 621.314.21 :621.314.6 :621.3.018.3

REGIM DEFORMANT
ARMONICI DE CURENT
TRANSFORMATOR DE REȚEA

Asupra alegerii transformatorului de rețea în vederea diminuării regimului deformant

ERZÉBERT BALÁZS * — TG. MUREȘ

Introducere

Curentul de rețea al unui redresor nu este sinusoidal, forma lui se apropie suficient de bine de un dreptunghi, în ipoteza unor sarcini cu caracter rezistiv-inductiv.

În funcție de tipul redresorului, de numărul de pulsuri și de grupa de conexiune a transformatorului ea poate fi modificată în scopul obținerii unei forme cît mai apropiată de o sinusoidă.

Prezenta lucrare tratează modul de alegere a conexiunii transformatorului de rețea pentru redresoare trifazate în punte, astfel încît forma curentului de rețea să fie cît mai apropiată de sinusoidă, respectiv armonicele superioare ale curentului de rețea să fie cît mai reduse.

1. Variația curenților de rețea în cazul diferitelor conexiuni ale transformatorului

S-au desenat variațiile curenților de linie din rețea în cazul alimentării redresoarelor trifazate în punte prin intermediul transformatoarelor de separare (fig. 1.), transformatoarele avînd următoarele tipuri de conexiuni: *Yy*, *Dy*, *Yd*, *Dd*, *Yz*. Se presupune un raport de transformare $K_T = 1$ în toate cazurile. Formele curenților de rețea sînt prezentate în figurile 2 și 3 [1], [2].

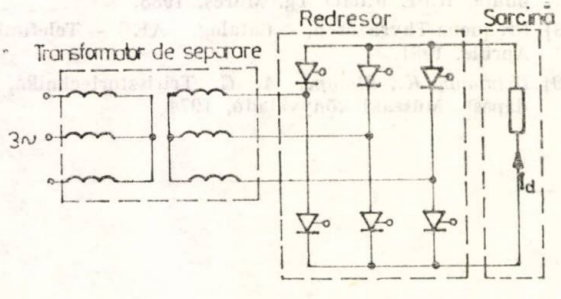


Fig. 1. Alimentarea redresoarelor trifazate în punte.

Pentru o schemă dată de redresor, curentul de rețea nu conține toate armonicile. Ordinul armonicilor se poate determina cu relația: $n = cp \pm 1$ [1], unde cu n s-a notat ordinul armonicii, c este un număr din șirul numerelor naturale, iar p este numărul de pulsuri ale

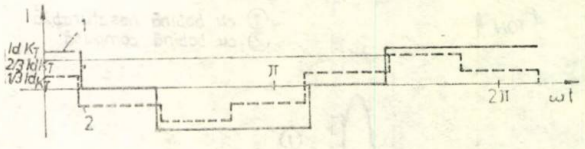


Fig. 2. Forma curenților de rețea în cazul conexiunilor: 1) *Dd*, 2) *Yd* ale transformatorului.

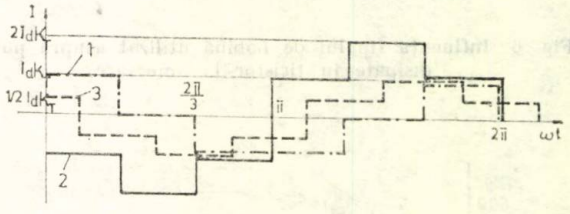


Fig. 3. Forma curenților de rețea în cazul conexiunilor: 1) *Yy*, 2) *Dy*, 3) *Yz* ale transformatorului.

redresorului. Astfel, o schemă cu redresor trifazat în punte va conține armonicile 5, 7, 11, 13, 17, 19 ș.a.m.d.

Ponderile diverselor armonici se pot determina prin calcul în ipoteza cunoașterii tipului redresorului și a grupei de conexiune a transformatorului.

Valoarea armonicii superioare de ordin n se poate determina din fundamentala I_1 a curentului (obținută din dezvoltarea în serie Fourier) cu ajutorul formulei (1) [1]:

$$I_n = \frac{I_1}{n}. \qquad (1)$$

2. Calculul armonicelor în cazul conexiunii Dy a transformatorului [1].

Curentul de rețea din figura 3 se descompune în curbele $I_1(\omega t)$ și $I_2(\omega t)$ prezentate în figura 4, care în continuare se descompun în serii Fourier, obținînd coeficienții A și B și seria dată de relațiile (2) [1]:

$$A = \frac{6I_d}{\pi} K_T; \quad B = O. \qquad (2)$$

Valoarea maximă, respectiv efectivă, a fundamentalei curentului de rețea se exprimă cu relațiile (3) și (4):

* Cerc. șt. *Balázs, E.* — ICPE — filiala Tg. Mureș.

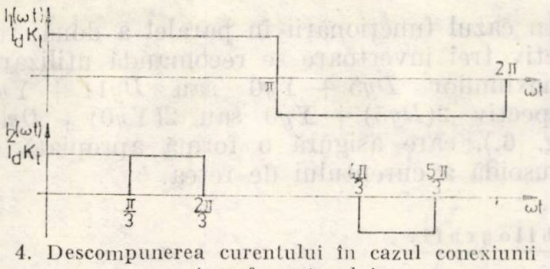


Fig. 4. Descompunerea curentului în cazul conexiunii *Dy* a transformatorului.

$$I_{1max} = \frac{6I_d}{\pi} K_T, \tag{3}$$

$$I_{1ef} = \frac{6I_d}{\sqrt{2} \cdot \pi} K_T . \tag{4}$$

Valorile armonicilor de ordin n se determină cu formula (1).

3. Calculul armonicilor în cazul conexiunii *Yd* a transformatorului [1], [3].

Curentul de rețea din figura 3 se descompune în funcțiile $I_1(\omega t)$ și $I_2(\omega t)$ prezentate în figura 5. Pe baza algoritmului de la punctul 2 se obține relația (5):

$$A = \frac{2I_d K_T}{\pi}; \quad B = O . \tag{5}$$

Valoarea maximă, respectiv valoarea efectivă, a fundamentalei curentului de rețea sînt date de expresiile (6) și (7):

$$I_{1max} = \frac{2I_d K_T}{\pi}, \tag{6}$$

$$I_{1ef} = \frac{2I_d K_T}{\sqrt{2}\pi} . \tag{7}$$

Pentru determinarea valorilor armonicilor de ordin n se aplică formula (1).

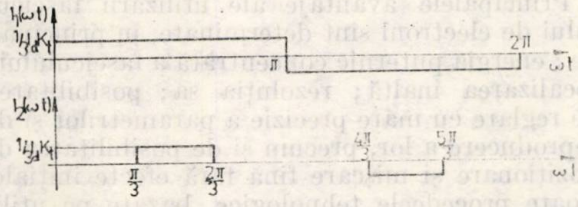


Fig. 5. Descompunerea curentului de rețea în cazul conexiunii *Yd* a transformatorului.

4. Calculul armonicilor în cazul conexiunilor Y_y ale transformatorului [1]

Curentul de rețea din figura 2 se descompune în serie Fourier, obținînd relațiile (8) [1]:

$$A = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d K_T; \quad B = O. \tag{8}$$

Valoarea maximă, respectiv valoarea efectivă, a fundamentalei curentului de rețea se exprimă cu relațiile (9) [1] și (10):

$$I_{1max} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d K_T, \tag{9}$$

$$I_{1ef} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d K_T. \tag{10}$$

Valorile armonicilor de ordin n se calculează cu formula (1).

5. Funcționarea invertoarelor în paralel

O metodă pentru mărirea puterii utile a invertoarelor este legarea lor în paralel pe o sarcină comună.

Pentru reducerea armonicilor curentului de rețea, sînt recomandate cîteva grupe de conexiuni ale transformatoarelor de alimentare [4], [5]

În figura 6 s-a reprezentat variația curentului de rețea în cazul funcționării în paralel a două, respectiv trei invertoare,

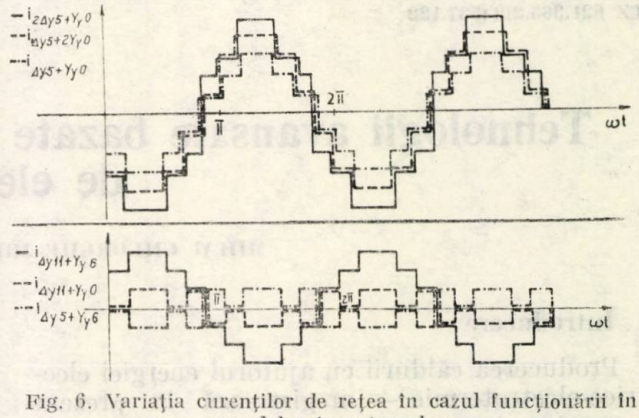


Fig. 6. Variația curenților de rețea în cazul funcționării în paralel a invertoarelor.

conexiunile transformatoarelor fiind: $Dy5 + Yy0$, $Dy5 + 2(Yy0)$, $2(Dy5) + Yy0$, $Dy11 + Yy6$, $Dy11 + Yy0$, $Dy5 + Yy6$.

6. Concluzii

Din figura 6 rezultă că, în cazul folosirii transformatoarelor de separare avînd conexiunile *Yd*, *Dy*, și *Yz*, forma curentului de rețea este mult mai apropiată de sinusoidă decît în cazul celorlalte conexiuni. Armonicile curentului de rețea s-au calculat pentru conexiunile *Dy*, *Yd* și *Yy*, conexiunea *Yz* fiind mai puțin folosită în practică.

Conexiunea *Dd* din punct de vedere al formei curentului de rețea și al conținutului armonicilor este identică cu conexiunea *Yy*.

Pentru compararea celor patru tipuri de conexiuni ale transformatorului s-au calculat: raportul I_1/I_{med}, (unde I_{med} este valoarea medie

a curentului de rețea), factorul de formă și factorul de vîrf. Rezultatele sînt prezentate în tabelul 1.

Tabelul 1

Tipul de conexiune a transformatorului	*Dy*	*Yd*	*Yy = Dd*	Curent sinusoidal
Valoarea efectivă a fundamentalei (I_1)	$\frac{\sqrt{6} I_d K_T}{\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{2} I_d K_T}{\pi}$	$\frac{\sqrt{6} I_d K_T}{\pi}$	$\frac{I_{max}}{\sqrt{2}}$
Valoarea medie a curentului de rețea (I_{med})	$\frac{4 I_d K_T}{3}$	$\frac{4 I_d K_T}{9}$	$\frac{2 I_d K_T}{3}$	$\frac{2 I_{max}}{\pi}$
$I1/I$ med	1,012	1,012	1,169	1,11
Factorul de formă	1,06	1,06	1,224	1,11
Factorul de vîrf	1,414	1,414	1,224	1,414

Conexiunile *Dy* și *Yd* sînt cele mai avantajoase din punct de vedere al regimului deformant. Din motive constructive (realizabilitatea izolației) se preferă conexiunea în stea pe partea de înaltă tensiune.

În cazul funcționării în paralel a două, respectiv trei invertoare se recomandă utilizarea conexiunilor $Dy5 + Yy0$ sau $Dy11 + Yy6$, respectiv $2(Dy5) + Yy0$ sau $2(Yy0) + Dy(5)$ (fig. 6.), care asigură o formă apropiată de sinusoidă a curentului de rețea.

Bibliografie

[1] *Macat — Vaculicova — Zavista* : Az áramirányták visszahatása a hálózatra. Müszaki Könyvkiadó Budapest, 1981, trad. lb. cehă

[2] *Albert, H. Florea, I.* : Alimentarea cu energie electrică a întreprinderilor industriale. Ed. Tehnică București, 1987, vol. I—II.

[3] *Simion, E.* : Bazele electrotehnicii. Curs, vol. I, II. I. P. Cluj 1976.

[4] *Gheorghiu, I. Fransua, A.* : Tratat de mașini electrice — București, Ed. Academiei Republicii Socialiste România, 1970.

[5] *Pușcașu, S., Marcovici, J.* : Mașini și regimuri electrice nesinusoidale. Ed. Scrisul Românesc Craiova. 1974

CZ 621.365.2/9 :537.122

ELECTROTERMIE
FASCICUL DE ELECTRONI
TEHNOLOGII

Tehnologii avansate bazate pe electrotermie cu fascicul de electroni

MIHAI GHEORGHE MIHĂIESCU* — BUCUREȘTI

Introducere

Producerea căldurii cu ajutorul energiei electrice-electrotermie — înregistrează în prezent o pondere importantă în industrie atît pentru obținerea materiilor prime, cît și la procese tehnologice de prelucrare mecanică sau structurală, la dirijarea reacțiilor chimice.

Eforturile de mărire continuă a productivității și creștere a eficienței economice la aceste procese, în condiții calitative mereu sporite, determină perfecționarea și automatizarea utilajelor electrotermice, concomitent cu extinderea procedeelor moderne de conversie energie electrică — căldură, compatibile cu un nivel ridicat de concentrare energetică și de control al fenomenelor. În acest sens, de o atenție deosebită se bucură tehnica fasciculului de electroni.

Energia electronică are aplicații mai vechi și bine cunoscute: realizarea tuburilor electronice, surselor de raze X, tuburilor catodice, a extraordinarului mijloc de investigare reprezentat de microscopul electronic etc.

Utilizarea, însă, a fasciculului de electroni ca instrument tehnologic concret este de dată mai recentă și se bazează, în principal, pe efectele termice ce au loc în materialele supuse bombardamentului electronic, prin transformarea în căldură a energiei cinetice a electronilor în zona de impact.

Principalele avantaje ale utilizării fasciculului de electroni sînt determinate, în principal, de: energia puternic concentrată a fasciculului; focalizarea înaltă; rezoluția sa; posibilitatea de reglare cu mare precizie a parametrilor și de reproducere a lor, precum și de posibilitatea de poziționare și mișcare fină fără efecte inițiale. Toate procedeele tehnologice, bazate pe utilizarea fasciculului de electroni, se caracterizează prin randamentul ridicat al energiei aplicate și prin rapiditatea operațiilor.

Dezvoltarea electrotehnologiilor cu fascicul de electroni este strîns legată de realizările altor domenii de vîrf care concură la generarea și controlul acestuia, cum sînt: tehnica vidului, tehnica tensiunilor înalte, electronooptica, comanda numerică, mecanica fină și altele.

* Ing. *Mihăiescu, M. G.* — ICPE — București.

În lucrare se prezintă aspecte referitoare la generarea fasciculului de electroni, utilajele aferente, precum și aspecte legate de efectul termic asupra materialului bombardat, inclusiv propagarea cîmpului termic. Se trec în revistă principalele electrotehnologii cu fascicul de electroni și se fac referiri la aplicații specifice în ICPE — București.

2. Elemente privind generarea și controlul fasciculului de electroni

Elementul activ al utilajelor tehnologice cu fascicul de electroni îl constituie sursa de fascicul (sau tunul electronic). Emisia, orientarea, accelerarea, focalizarea și dirijarea fasciculului au loc în vid. Funcție de aplicație se deosebesc două construcții :

— piesa bombardată în vederea prelucrării este supusă tensiunii de accelerare jucînd rol de anod, fără dirijarea fasciculului spre zone bine determinate ale acesteia ;

— anodul constituie reper distinct cu rol de accelerare și orientare a electronilor, piesa fiind supusă unui bombardament dirijat și cu localizare controlată.

Principial, tunul electronic complet, în a doua variantă precizată mai sus, este compus dintr-un catod care emite electroni liberi, un electrod de accelerare (anod), conectat la o diferență de potențial mare față de catod, un electrod de polarizare (electrod Wehnelt) care asigură formarea fasciculului, o bobină de focalizare și un sistem de bobine de deflexie (fig. 1). Anodul este găurit pentru a permite trecerea fasciculului de electroni.

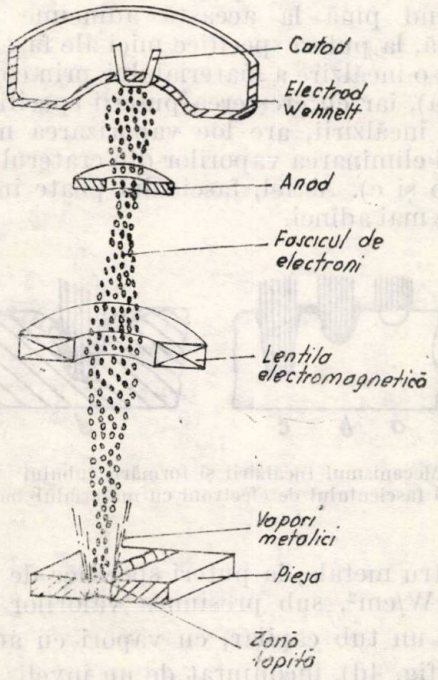


Fig. 1. Emisia, accelerarea, focalizarea și direcționarea electronilor.

Generarea electronilor liberi se poate face prin următoarele procedee :

— emisie termoelectronică, folosind catozi termoemisivi fie cu încălzire directă la temperatura de emisie, fie cu încălzire indirectă prin radiație sau bombardament electronic de la un catod primar cu încălzire directă ;

— prin emisie dintr-o descărcare luminescentă (plasmă).

Diferența de potențial dintre catod și anod determină accelerarea electronilor spre anod. Electronii emiși creează în fața catodului o sarcină spațială negativă, perturbînd repartiția potențialului electric între electrozi, prin apariția unei zone de potențial minim în fața catodului. Ca urmare, nu toți electronii emiși de catod ajung la anod (curentul anodic este mai mic decît curentul de emisie).

Regimul de funcționare se numește emisie de sarcină spațială, densitatea curentului fiind dată de relația :

$$j = \frac{4}{9} \cdot \varepsilon_0 \cdot \left(\frac{Z\,e}{m}\right)^{1/2} \cdot \frac{V^{3/2}}{d^2} = P \cdot V^{3/2},$$

unde : ε_0 este constanta dielectrică a vidului ; e și m — sarcina și respectiv masa electronului ; V — potențialul de accelerare ; d — distanța dintre catod și anod ; P — perveanța (caracteristică a tunului dependentă de geometria acestuia).

Mărind tensiunea de accelerare curentul anodic crește pînă cînd toți electronii emiși de catod sînt accelerați spre anod, devenind egal cu curentul de emisie. Regimul de funcționare se numește de saturație termică, iar densitatea curentului este dată de relația :

$$j_{sat} = A \cdot T^2 \cdot e^{-W/T},$$

unde : A este o constantă ; T — temperatura absolută a catodului, W — echivalentul termic al lucrului mecanic de ieșire al electronilor.

Majoritatea tunurilor electronice funcționează în regim de sarcină spațială, cînd curentul fasciculului de electroni este independent de caracteristicile emisive și temperatura catodului.

Datorită configurației geometrice a ansamblului catod — electrod de polarizare — anod, electronii accelerați sînt focalizați electrostatic într-un fascicul cu diametrul minim într-un punct situat în dreptul orificiului anodului, după care diverg.

Pentru obținerea unei puteri specifice ridicate este necesară focalizarea fasciculului, ceea ce se realizează cu ajutorul cîmpului magnetic al unei bobine — lentilă electromagnetică.

După ce a depășit cu viteză mare anodul (de ordinul a două treimi din viteza luminii), fasciculul intră în zona de influență a acestei

bobine și bombardează piesa de prelucrat pe o arie restrînsă (pată focală). Prin variația curentului de lentilă punctul de focalizare se poate deplasa axial, determinînd variația densității energetice în pata focală (fig. 2).

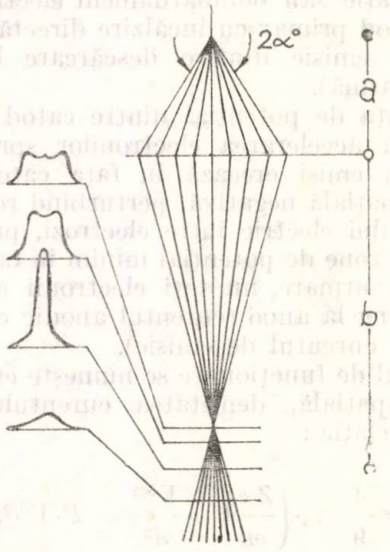


Fig. 2. Repartiția densității energetice în pata focală funcție de poziția axială a punctului de focalizare.

Dirijarea, respectiv deflexia fasciculului după orice direcție în planul piesei de prelucrat, static și dinamic, se realizează cu un sistem de patru bobine cu axele în unghi drept. Prin alimentarea corespunzător corelată și controlată a acestor bobine, de la un generator de funcții, se pot obține toate facilitățile de deplasare ale fasciculului.

În ceea ce privește nivelul vidului, în turnul de electroni se operează cu presiuni de ordinul a 10^{-5} torr, iar în camera de lucru propriu-zisă, unde se intervine asupra piesei de prelucrat, $10^{-2} \div 10^{-5}$ torr, funcție de procedeu, natura piesei și tensiunea de accelerare (în acest sens constructorii de utilaje au introdus „ventilul de rozā" care separă camera de lucru de tun și care se închide la temperatura fasciculului și deschiderea camerei de lucru), figura 3.

Tehnica fasciculului de electroni, cu flux de particule încărcate, de masă foarte mică, dar cu viteză foarte mare, se pretează excelent la aplicarea comenzii numerice. La aceste procedee tehnologice se comandă simultan atît parametrii fasciculului (focalizare, deflexie statică și dinamică, intensitate curent fascicul), cît și mișcarea piesei de prelucrat.

3. Efectul termic al fasciculului de electroni asupra materialului bombardat. Cîmpul termic la propagarea prin conducție a căldurii în material

Bombardamentul electronic al suprafeței unui material este însoțit de transformarea energiei cinetice a acestora în energie termică și, funcție

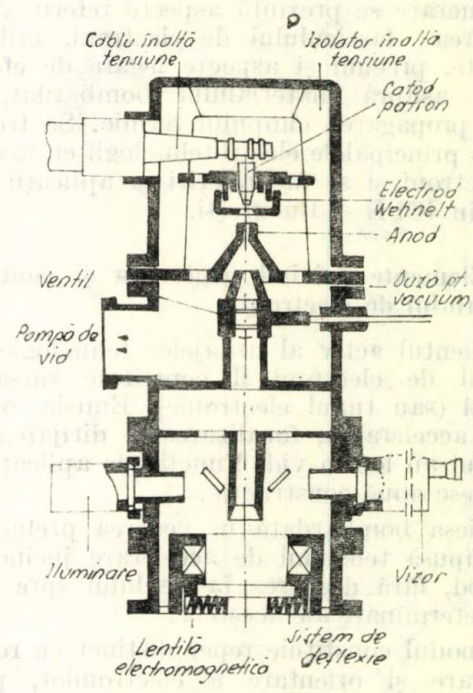


Fig. 3. Tun electronic cu focalizare la distanță.

de parametrii fasciculului de electroni și de proprietățile termice ale materialului, are loc încălzirea, topirea sau vaporizarea acestuia.

Adîncimea de pătrundere a electronilor în material este dată de relația :

$$R = 2{,}2 \cdot 10^{-12} \cdot U^2/\rho,$$

unde : U este tensiunea de accelerare a electronilor ; ρ — masa specifică.

Cedînd pînă la această adîncime energia cinetică, la puteri specifice mici ale fasciculului are loc o încălzire a materialului prin conducție (fig. 4a), iar cu creșterea puterii specifice, respectiv încălzirii, are loc vaporizarea materialului și eliminarea vaporilor din craterul produs (fig. 4b și c). Astfel, fasciculul poate influența și zone mai adînci.

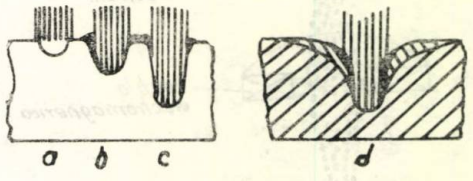


Fig. 4. Mecanismul încălzirii și formării tubului capilar la impactul fasciculului de electroni cu materialul bombardat.

Pentru metale, la puteri specifice de ordinul a 10^6 W/cm^2, sub presiunea valorilor se formează un tub capilar, cu vapori cu adîncime mare (fig. 4d), înconjurat de un înveliș subțire de material topit. La puteri specifice de ordinul

10^8 W/cm^2 se produce o eliminare explosivă a învelișului topit și o străpungere a materialului pe întreaga grosime a sa.

În cazul în care fasciculul de electroni nu se deplasează față de piesă, tubul capilar și învelișul topit au simetrie de rotație (fig. 5a). La o mișcare relativă față de piesă geometria acestora se abate de la simetria de rotație, cu atît mai mult cu cît viteza de deplasare relativă este mai mare (fig. 5). Fasciculul de electroni întîlnește materialul rece pe care îl topește. În condiții de echilibru, o cantitate egală de material se solidifică în urma fasciculului de electroni, determinînd un transport de material de la frontul de topire spre cel de solidificare.

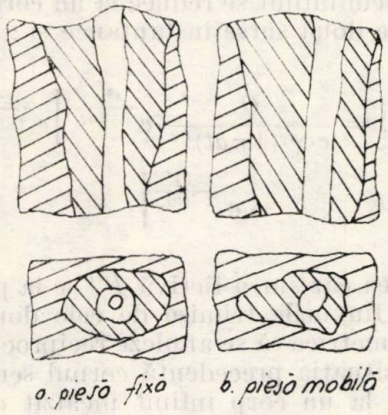


Fig. 5. Geometria tubului capilar pentru piese fixe și mobile.

Cu toată eficiența procedeului, energia fasciculului de electroni nu este folosită integral pentru încălzirea materialului bombardat (fig. 6.).

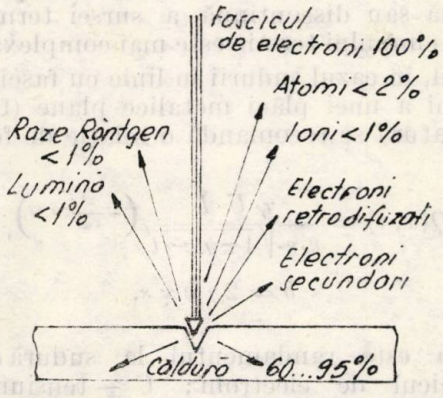


Fig. 6. Pierderile de energie la bombardarea cu fascicul de electroni.

Pierderile depind de natura materialului și de parametrii fasciculului, materialul de bază putînd prelua pînă la 95% din energia totală a fasciculului. O parte din aceasta însă, se mai disipă prin conducție termică în material.

Acest fenomen de conducție este de o deosebită importanță, determinînd influențarea termică a zonelor limitrofe celei supuse tehnologiei cu fascicul de electroni. Pentru studiul acestor fenomene se pornește de la cîmpul termic în material, ținînd seama și de viteza relativ ridicată a procedeelor.

Din literatura de specialitate se cunoaște că ecuația diferențială a conducției termice în metale este de forma :

$$\frac{\partial \theta}{\partial t} = a \cdot \Delta \theta + \frac{q_v}{c \cdot \gamma},$$

unde : θ — temperatura ; t — timpul ; C — căldura specifică ; γ — masa specifică ; q_v — intensitatea surselor termice repartizate în volum ; a — $\lambda/c \cdot \gamma$; λ — conductivitatea termică a materialului.

Se demonstrează că dacă $t = 0$, se aplică unui corp infinit omogen și izotrop o sursă instantanee punctiformă de intensitate Q, atunci cîmpul termic este determinat de relația :

$$\theta(r, t) = \frac{Q}{c \cdot \gamma \cdot (4\pi \cdot a \cdot t)^{3/2}} \cdot e^{-\frac{r^2}{4at}},$$

unde : r — vectorul de poziție cu originea în punctul în care a fost aplicată sursa termică.

Dacă se aplică o sursă liniară instantanee Q_L, atunci :

$$\theta(\delta, t) = \frac{Q_L}{c \cdot \gamma \cdot (4\pi \cdot a \cdot t} \cdot e^{-\frac{\delta^2}{4at}},$$

unde : δ — distanța de la punctul considerat la dreapta pe care sînt repartizate sursele instantanee.

Dacă sursa este planară, de intensitate Q_P, atunci :

$$\theta(h, t) = \frac{Q_P}{c \cdot \gamma (4\,\pi\, at)^{1/2}} \cdot e^{-\frac{h^2}{4at}},$$

unde : h este distanța de la punctul considerat la planul pe care sînt repartizate sursele instantanee.

Cele mai multe cazuri practice se rezolvă luînd în considerație următoarele exemple tipice :

— Cîmpul termic într-o bară infinit lungă, în timpul răcirii, după ce a fost încălzită pe o porțiune 2 L la temperatura θ_0 (fig. 7).

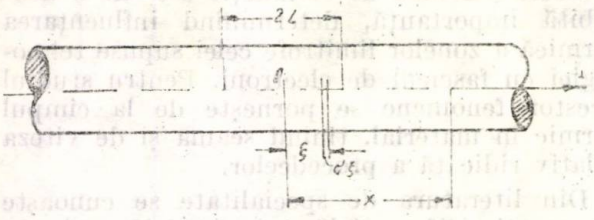


Fig. 7. Cîmpul termic într-o bară încălzită și apoi lăsată să se răcească.

Considerînd o secțiune $d\xi$, situată în interiorul porțiunii încălzite ($-l \leqslant \xi \leqslant +L$) și că încălzirea ei la θ_0 a fost cauzată de o sursă instantanee planară fictivă, rezultă :

$$d \cdot Q_P = c \cdot \gamma \cdot \theta_0 \cdot d\,\xi.$$

Cîmpul termic produs într-o secțiune x rezultă :

$$d\theta = \frac{dQ_P}{c \cdot \gamma\,(4\,\pi\,at)^{1/2}} \cdot e^{-\frac{(x-\xi)^2}{4\,at}},$$

și considerînd acțiunea tuturor surselor fictive de pe porțiunea $2\,L$;

$$\theta(x,\,t) = \int_{-L}^{L} d\theta = \frac{\theta_0}{(4\,\pi\,at)^{1/2}} \int_{-L}^{L} e^{-\frac{(x-\xi)^2}{4\,at}}\,d\xi.$$

Rezultatul final :

$$\theta(x,\,t) = \frac{\theta_0}{2}\left[\Phi_{sp}\left(\frac{x+L}{\sqrt{4\,at}}\right) - \Phi_{SP}\left(\frac{x-L}{\sqrt{4\,at}}\right)\right],$$

unde : $\Phi_{SP}(u) = \frac{2}{\pi} \cdot \int_0^u e^{-u^2} \cdot du.$

— Cîmpul termic într-un infinit inițial rece, care primește într-un punct al său o sursă de căldură punctiformă de intensitate $Q(t)$.

Se presupune că la un moment τ, pentru un interval $d\tau$ acționează asupra corpului sursa instantanee punctiformă fictivă $dQ = Q(\tau)d\tau$ care, cu relațiile anterioare, produce un cîmp termic :

$$d\theta = \frac{dQ}{c \cdot \gamma(4 \cdot \pi \cdot a(t-\tau)]^{2/3}} \cdot e^{-\frac{r^2}{4a(t-\tau)}}.$$

Însumînd sursele fictive intantanee pe toată purata lor :

$$\theta\,(r,\,t) = \int_0^t \frac{Q(\tau) \cdot d\tau}{c \cdot \gamma\,[(4 \cdot \pi \cdot a(r-\tau)]^{3/2}} \cdot e^{-\frac{r^2}{4\,at(t-\tau/}},$$

— Cîmpul termic semiinfinit (limitat la un plan xOy), care suferă în punctul $P'(o,\,o,\,z')$ acțiunea unei surse instantanee de intensitate Q, în ipoteza că la suprafața limită, într-un prim caz temperatura este $\theta_s = O$, iar într-un al doilea caz nu este schimb de căldură ($\Phi_s = O$).

În primul caz se consideră în punctul P'' $(o,\,o,\,-z')$ o sursă fictivă negativă. Din motive de simetrie P' cu P'' temperatura pe suprafața de separație va fi mereu nulă. Ca urmare, cazul corpului semiinfinit se reduce la un corp infinit încălzit de două surse instantanee și :

$$Q(r,\,t) = \frac{Q}{c \cdot \gamma \cdot (4\,\pi\,at)^{3/2}} \cdot e^{-\frac{x^2+y^2}{4\,at}}\left[e^{-\frac{(z-z')^2}{4\,at}} - e^{-\frac{(z+z')^2}{4\,at}}\right].$$

În al doilea caz sursa fictivă P'' se ia pozitivă, astfel ca fluxurile trimise de cele două surse egale și simetrice să se anuleze reciproc.

Ca și în situația precedentă corpul semiinfinit se reduce la un corp infinit încălzit de două surse instantanee și :

$$\theta(r,\,t) = \frac{Q}{c \cdot \gamma \cdot (4\,\pi\,at)^{3/2}} \cdot e^{-\frac{x^2+y^2}{4\,at}}\left[e^{-\frac{(z-z')^2}{4\,at}} + e^{-\frac{(z+z')^2}{4\,at}}\right].$$

Procedeele cu fascicul de electroni avînd loc de regulă în vid nu este cazul să se ia în considerație cedarea de căldură prin convecție, iar radiația este, de asemenea, redusă.

Atunci cînd pe parcursul operației tehnologice cu fascicul de electroni are loc deplasarea continuă sau discontinuă a sursei termice și analiza cîmpului termic este mai complexă.

Astfel, în cazul sudurii în linie cu fascicul de electroni a unei plăci metalice plane (fig. 8), în literatură se recomandă o relație de forma :

$$Q(x,\,t) = \frac{\eta_i \cdot U \cdot I}{v \cdot s \cdot \sqrt{4\,\pi\,\lambda c\,\gamma\,t}} e^{\left(-\frac{x^2}{4\,at} - bt\right)},$$

$$b = 2\,\eta/c\,\gamma\,s,$$

unde : n este randamentul la sudură cu fascicul de electroni ; U — tensiunea de accelerare ; I — curentul de fascicul ; v — viteza de sudură ; s — grosimea plăcii.

Dat fiind densitatea mare de energie și viteza relativ ridicată la astfel de suduri gradientul de scădere a valorii cîmpului termic cu distanța este ridicat, izotermele avînd o formă ca în exemplul din figura 9.

Cunoașterea cîmpului termic și, eventual, a curbelor izoterme la procedeele tehnologice cu fascicul de electroni prezintă o deosebită importanță, atît pentru optimizarea parametrilor electrici și mecanici, cît și pentru adaptarea unor dispozitive cu capacitate de preluare a căldurii atunci cînd valorile temperaturii devin periculoase în zona influențată termic.

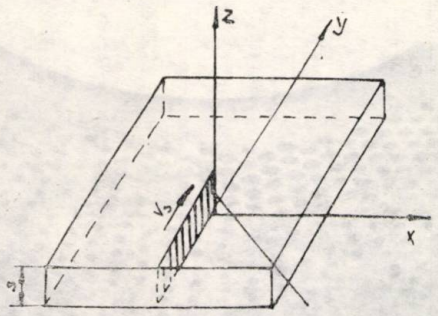


Fig. 8. Sudura în linie a unei plăci plane.

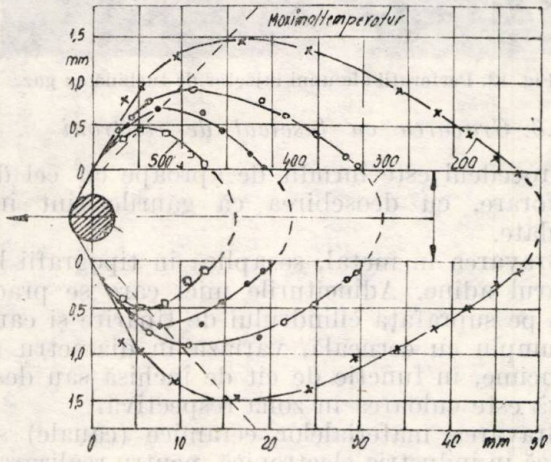


Fig. 9. Izoterme la sudura cu fascicul de electroni, material Cr Mo, v = 10 mm/s.

4. Principalele electrotehnologii bazate pe efectul termic al fasciculului de electroni. Aplicații la ICPE București

4.1. Sudarea cu fascicul de electroni

Concentrarea puternică a energiei, specifică electrotehnologiilor cu fascicul de electroni, determină, în cazul procedeului de sudare, un transfer de energie de la sursa termică la piesă pe întreaga grosime a sudurii și, ca urmare, introducerea unei cantități de căldură semnificativ mai redusă decît la procedeele convenționale de sudare prin topire. Volumul redus al băii de sudare, timpul scurt al fazei lichide și posibilitatea ridicată de control a fasciculului de electroni face ca efectele metalurgice negative să fie mai puțin importante decît la sudarea convențională și într-o zonă mult mai restrînsă.

Sudarea cu fascicul de electroni are o mare universalitate; practic, toate materialele care se sudează printr-un procedeu de sudare prin topire pot fi sudate în condiții superioare. În plus, operarea în vid asigură posibilitatea sudării în bune condițiuni a materialelor refractare (titan, wolfram, tantal, zirconiu, niobiu). În ce privește compatibilitatea metalurgică sînt de dorit combinațiile de materiale cu solubilitate reciprocă în stare solidă, dar chiar și în cazul formării de combinații intermetalice procedeul asigură o comportare mai bună decît la cele convenționale. În plus, se pot utiliza folii interpuse între materialele de bază din material de adaos ales corespunzător. De asemenea, se poate asigura sudarea materialelor care au temperaturi de topire și conductibilități termice mult diferite (încălzirea materialului se face în întreaga secțiune, nu prin conducție, iar punctul de impact al fasciculului se poate deplasa spre materialul cu inductibilitate termică mai ridicată).

După tensiunea de accelerare cu care se operează echipamentele pot fi cu tensiune joasă (30—60 kV), sau cu tensiune înaltă (pînă la 150—175 kV), iar după presiunea la locul sudării pot fi cu vid înaintat (10^{-4} torr), cu vid parțial (10^{-2} torr) și, chiar în atmosferă cu distanțe reduse de tir (din cauza dispersiei fasciculului).

Aplicațiile au în vedere, în general, deziderate ca: productivitate ridicată, calitate superioară, economisire de materiale deficitare (exemplu ca în fig. 10 și 11).

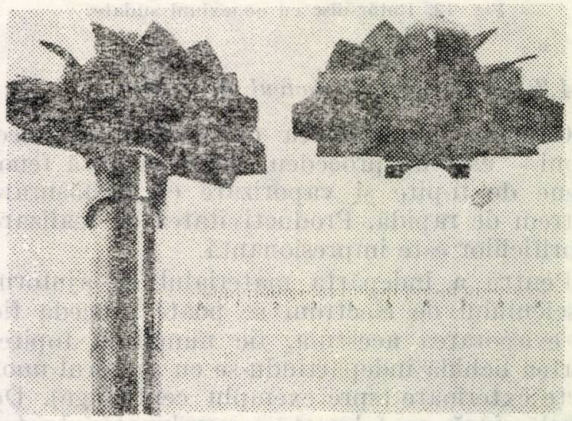


Fig. 10. Rotor de turbină cu palete rezistente la temperaturi înalte.

Un exemplu mai deosebit îl constituie, la ICPE — București, conectarea prin sudură a extremităților conductoarelor la rotoarele-disc ale servomotoarelor de curent continuu cu întrefier axial (fig. 12).

Conductoarele lamelare ștanțate, dispuse straturi izolate și consolidate cu rășini epoxidice pe suport de țesătură de sticlă, se conectează la nivelele interior, intermediar și exterior pentru asigurarea continuității circuitului,

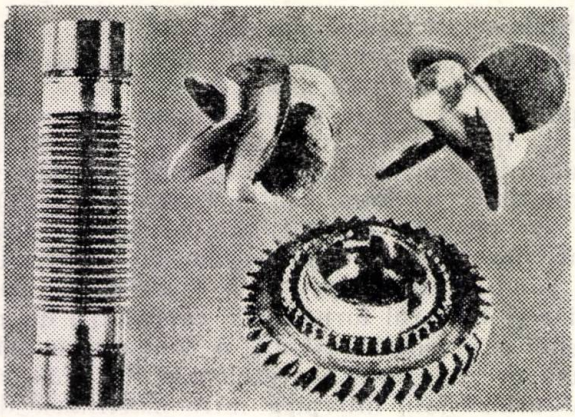


Fig. 11. Pinioane cu coroană danturată din oţeluri speciale şi îmbinări de pinioane. Subansamble cu palete din oţeluri speciale.

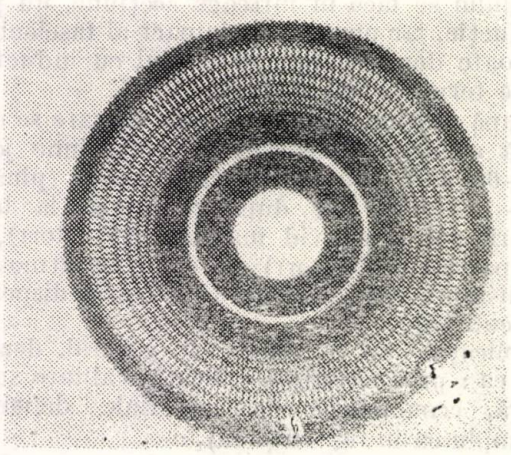


Fig. 12. Rotor-disc cu conexiuni sudate.

4.2. Găurirea cu fascicul de electroni

Găurirea — perforarea cu fascicul de electroni — este un procedeu ce are la bază fenomene de topire şi vaporizare cu desfăşurare extrem de rapidă. Productivitatea de realizare a orificiilor este impresionantă.

Pentru a îndepărta materialul cu ajutorul fasciculului de electroni se poate proceda fie la evaporarea acestuia, fie numai la topire, partea lichidă îndepărtîndu-se cu ajutorul unor forţe exterioare (spre exemplu centrifuge). De regulă, însă, se foloseşte o combinaţie de topire şi evaporare, la care presiunea vaporilor reprezintă chiar forţa de ejecţie a materialului lichid. Durata de impact a fasciculului cu piesa variază între 10 μs şi 10 ms. La viteze mari de perforare nu este necesar ca mişcarea piesei să fie oprită în timpul aplicării impulsului.

Tipurile caracteristice de orificii perforate cu fascicul de electroni, cu un singur impuls, în materiale metalice, sînt: conice, cilindrice, cilindrice adînci, în formă de clopot. La dimensiuni mari ale piesei, sau găurilor profilate, se procedează la mai multe impulsuri.

Dintre cele mai importante aplicaţii se pot enumera: realizarea orificiilor în piesele active ale turbinelor cu gaz, pentru răcire, injecţie şi absorbţie de zgomot (fig. 13), realizarea perforaţiilor pentru înlăturarea prin aspiraţie a straturilor-limită, realizarea perforaţiilor pentru site şi filtre, realizarea de orificii în materiale superrezistente la temperatură, de înaltă rezistenţă şi refractare (filiere pentru fibre de sticlă).

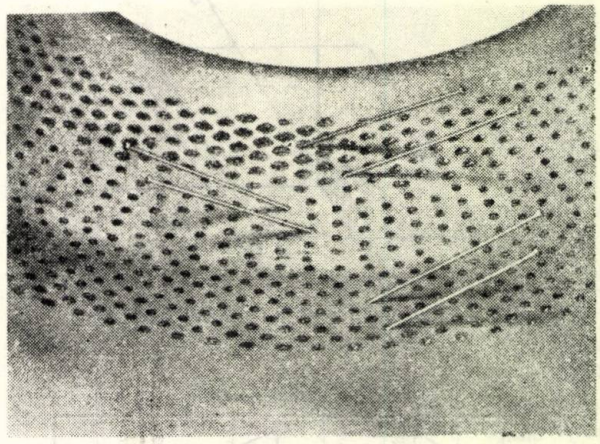


Fig. 13. Perforaţii ale unui injector de turbină cu gaz.

4.3. Gravarea cu fascicul de electroni

Procedeul este înrudit de aproape cu cel de perforare, cu deosebirea că găurile sînt înfundate.

Gravarea în metal, se aplică în tipografii la tiparul adînc. Adînciturile mici care se practică pe suprafaţa cilindrului de tipărire şi care se umplu cu cerneală, variază în diametru şi adîncime, în funcţie de cît de închisă sau deschisă este culoarea în zona respectivă.

Gravarea materialelor ceramice (canale) se aplică în industria electronică, pentru realizarea de structuri de circuite cît mai fine şi mai compacte cu înaltă productivitate.

Se mai realizează şi gravarea straturilor depuse prin vaporizare pentru descrierea circuitelor electronice hibride.

4.4. Tratamentul termic superficial al metalelor cu fascicul de electroni

Utilizarea fasciculului în acest domeniu aduce avantaje nete în ce priveşte eficienţa, calitatea şi productivitatea.

Se deosebesc două tipuri de procedee de tratament termic superficial cu fascicul de electroni al pieselor metalice:

— transformarea structurii superficiale în stare solidă, aplicabilă la materiale feroase călibile;

— tratamente superficiale cu topire, respectiv cu succesiunea de stări solid—lichid—solid, urmărind o structură cu proprietăţi îmbunătăţite sau chiar cu compoziţie modificată prin materiale de adaos.

Funcție de procedeu, prin energia utilizată, bombardamentul electronic determină fie numai o încălzire locală, ci și un proces de topire, cu influențe pe o anumită adîncime (fig. 14).

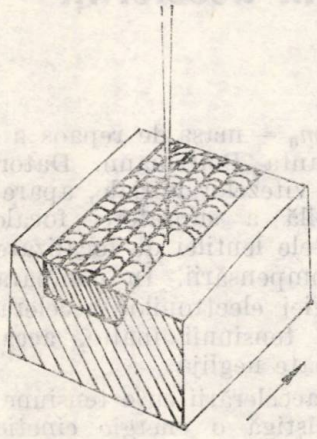


Fig. 14. Tratament de topire superficială cu fasciculul de electroni.

Prin posibilitățile de reglare a parametrilor și dirijare a fasciculului de electroni se pot influența porțiuni bine determinate ale suprafeței piesei sau chiar alterna porțiunile tratate și netratate, precum și influența porțiuni greu accesibile.

4.5. Topirea cu fascicul de electroni a materialelor metalice

La acest procedeu energia termică rezultată la bombardamentul metalului, cu fascicul de electroni este utilizată pentru topirea masei de metal, în vederea obținerii de lingouri sau semifabricate.

Cuptoarele echipate cu tunuri de electroni se construiesc pentru puteri de 30 ÷ 1 200 kW. Se utilizează pentru obținerea metalelor greu fuzibile și active din punct de vedere chimic (zirconiu, molibden, tantal, niobiu) la un grad superior de puritate față de alte procedee. Tehnica cu fascicul de electroni asigură atît topirea, cît și încălzirea în volum a masei de metal. Se pot realiza cu acest procedeu, de asemenea, topiri zonale, turnări de precizie, solidificări controlate, distilări, purificări, tratamente speciale.

5. Concluzii

Folosirea fasciculului de electroni ca utilaj electrotermic în operațiile tehnologice industriale, enumerate în detaliu în capitolele anterioare, aduce, așa cum s-a văzut, o serie de avantaje din care cele mai importante sînt:

— energii de prelucrare mai mici decît la sistemele clasice;

— influențări reduse în materialul din zonele limitrofe locului prelucrat, datorită faptului că transferul de energie se face local și nu în toată masa materialului;

— prelucrări de mare finețe și precizie;

—posibilitate de prelucrare de materiale speciale, asupra cărora practic nu se poate acționa cu sisteme clasice;

— se pretează la automatizarea completă a procesului tehnologic;

— realizarea de importante efecte economice în ce privește economisirea de materiale deficitare;

— deși valoarea investiției este relativ importantă, faptul că nu necesită scule și pregătiri de fabricație complexe, precum și asigurarea unei productivități ridicate, justifică pe deplin adoptarea procedeului;

— sînt de menționat și aplicații bazate pe alte efecte decît cele termice, în principal de natură chimică, la nivelul zonei de impact cu materialul bombardat.

În ultimii ani tehnologiile bazate pe fasciculul de electroni penetrează în noi domenii de înaltă tehnicitate, cum ar fi magistralele de transport al gazelor naturale, tehnica spațială, industria nucleară ș.a.

Marea elasticitate a acestor tehnologii și, faptul că răspund unor importante probleme ale tehnicii contemporane (calitate, productivitate, economii de materiale și energie) pledează pentru aplicarea lor pe scară tot mai largă.

Bibliografie

[1] *Bîrna, C.* ș.a. Procedee neconvenționale de sudare. Timisoara Editura Facla, 19[illegible]0.

[2] *Comșa, D.* Utilizări ale energiei electrice. București, Editura didactică și pedagogică. București, 1973.

[3] *Comșa, D., Pantelimon L.* Electrotermie. Editura didactică și petagogică. București, 1979.

[4] *Steigerwald, K. H.* Stadiul actual al tehnologiei fasciculului de electroni pentru procedee cu prevalare de material la metale de sudare și tratament termic. Seminalul tehnic „Tehnica fasciculului de electroni și demonstrații practice", ICPE, București, 1979.

[5] *Tănăsescu, Fl., Șlaiher, S.* și *Mihăiescu, M.* Conectarea prin sudură a conductoarelor rotoarelor disc utilizînd tehnica fasciculului de electroni. Seminarul tehnic „Tehnica fasciculului de electroni și demonstrații practice", ICPE, București, 1979.

[6] *Hiller, W.* Prelucrarea metalelor cu ajutorul fasciculului de electroni în construcția de mașini, îndeosebi în mecanica fină. Seminarul tehnic „Tehnica fasciculului de electroni și demonstrații practice", ICPE, București, 1979.

[7] *Tănăsescu Fl., T., Mihăiescu, M., Ifrim, C.* Electrotehnologii bazate pe aplicații ale fasciculului de electroni. In „Tehnologii, calitate, mașini, materiale" nr. 3, 1988, Editura Tehnică, București.

[8] *Steigerwald, K. H.* Electron beam machining. The process and its applications. In: Steigerwald Strahltechnik.

[9] *Hiller, W.*, EB Velding — possibilities and limits of application. In: Steigerwald Strahltechnik.

[10] *Solagean, T.* Fenomene fizice și metalurgice la sudarea cu arcul electric a oțelurilor, Editura Academiei R.P.R., 1963.

[11] *Schiller, Heisig,* Panzer. Electronenstrahltechnologie, VEB Verlag Technik Berlin, 1976.

CZ 621.317.39

Compensarea influenței variațiilor tensiunii înalte asupra deflexiilor fluxului de electroni accelerați

DAVID LASZLO* — TG. MUREȘ

Introducere

Focalizarea fasciculului de electroni la diametre de 5—50 μm permite obținerea unor densități de putere pînă la $10^7 - 10^8$ W/cm² [1, 2]. Astfel, în majoritatea aplicațiilor sursa de căldură, care rezultă datorită frînării în material a electronilor accelerați, se poate aproxima cu o sursă de căldură liniară, avînd o temperatură constantă T_A în secțiunea topită A [2]:

$$T_A = \frac{0{,}24 \cdot U \cdot I}{c \cdot \rho \cdot A} \cdot \eta, \qquad (1)$$

unde U și I sînt parametrii fluxului de electroni; η este randamentul termic al încălzirii, c și ρ — căldura specifică, respectiv densitatea materialului.

În urma conducției termice cîmpul de temperatură tinde către o repartiție uniformă, încălzind și topind materialul din zonele învecinate prelucrării. Pentru restrîngerea acestor zone de influență termică este necesară reducerea secțiunii topite instantaneu de către fasciculul de electroni, ea fiind limitată de posibilitățile tehnice a fiecărei instalații.

Una dintre cauzele posibile ale unei conduceri imprecise a fasciculului este perturbarea deflexiei și a focalizării de către ondulația tensiunii înalte de accelerare. În cele ce urmează se prezintă o metodă de compensare a acestor perturbații.

Stabilirea modelului matematic

Electronii din interiorul catodului respectă distribuția Fermi, corespunzătoare temperaturii T. Astfel, energia cinetică medie a electronilor liberi, care înving bariera de potențial, este 2 kT. Densitatea de volum a particulelor corespunzătoare repartiției maxweliene a vitezelor este:

$$dn(v_{ez}) = n(v_{ez}) \frac{m_0}{kT} \exp\left(-\frac{m_0 v_{ez}^2}{2kT}\right) dv_e, \qquad (2)$$

unde $n(v_e)$ reprezintă numărul electronilor care au componenta axială a vitezelor între v_{ez} și $v_{ez} + dv_{ez}$; m_0 — masa de repaos a electronilor și k constanta Boltzmann. Datorită acestei repartiții a vitezelor inițiale, apare o dispersie necontrolabilă a suprafeței focale care, pe lîngă defectele lentilei de focalizare, va limita eficiența compensării. În comparație cu variația energiei electronilor accelerați, datorită ondulațiilor tensiunii înalte, această energie medie se poate neglija.

În urma accelerării cu o tensiune anodică U electronii cîștigă o energie cinetică conform relației:

$$m_0 c^2 \left(\frac{1}{\sqrt{1 - \frac{v^2}{c^2}}} - 1\right) = eU, \qquad (3)$$

în care: c reprezintă viteza luminii, iar e sarcina electronilor.

Corecția relativistă a masei este necesară pentru tensiuni de accelerare mai mari de 30 kW [1]. Pentru variația vitezei electronilor, în funcție de tensiunea de accelerare, rezultă următoarea expresie:

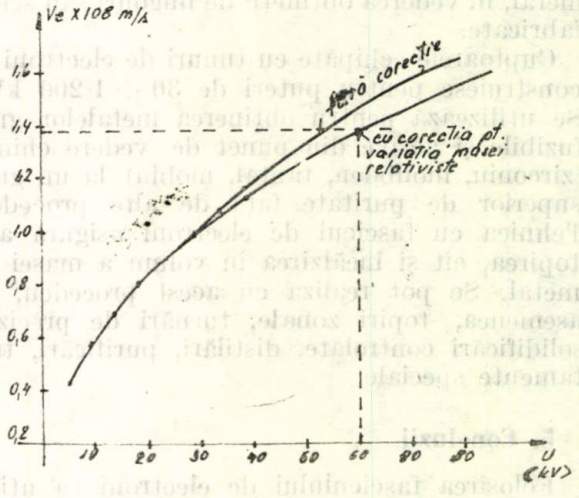


Fig. 1

$$v_{ez} = \beta \cdot \sqrt{\frac{2eU}{m_0}}. \qquad (4)$$

Variația vitezelor axiale, funcție de tensiunea U, este reprezentată în figura 1.

* Ing. *László* — ICPE — filiala Tg. Mureș.

Pentru variații dinamice reduse ΔU ale tensiunii înalte față de valoarea statică U, $\frac{\Delta U}{U} \leqslant 0{,}001 - 0{,}01$, corecția relativistă :

$$\beta = \left(\frac{\sqrt{1 + \frac{eU}{2m_0}c^2}}{1 + \frac{eU}{m_0c^2}} \right), \qquad (5)$$

se poate considera ca o corecție statică, care depinde numai de valoarea medie a tensiunii înalte.

Electronii accelerați sînt deviați de un cîmp magnetic omogen de inducție B, după o direcție perpendiculară pe planul format de vectorii viteză și inducția magnetică (figura 2).

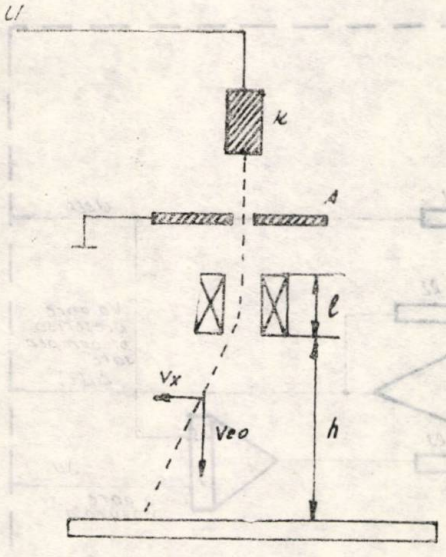


Fig. 2

Pentu o particulă încărcată, care la intrarea bobinei de deflexie are o viteză axială v_{ez}, variația vitezelor în coordonate carteziene este descrisă de următorul sistem de ecuații :

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = -\dfrac{V_{ez} \cdot B_y}{\sqrt{B_y^2 + B_y^2}} \cdot \sin\left(\dfrac{q}{m} \sqrt{B_y^2 + B_x^2} \cdot t \right) \\ \ddot{y}(t) = \dfrac{V_{ez} \cdot B_k}{\sqrt{B_y^2 + B_x^2}} \cdot \sin\left(\dfrac{q}{m} \sqrt{B_y^2 + B_x^2} \cdot t \right) \\ \dot{Z}(t) = V_{ez} \cos\left(\dfrac{q}{m} \sqrt{B_y^2 + B_x^2} \cdot t \right). \end{cases} \qquad (6)$$

Astfel, pentru un sistem de deflexie după o singură coordonată ($B_y = 0$) rezultă următoarea expresie :

$$X(U, i_x) = \sqrt{\frac{e}{2m_0}} \mu_0 \cdot \frac{l(h + l/2)}{\beta} \cdot k_t \cdot \frac{i_x}{\sqrt{U}}, \qquad (7)$$

unde : l este lungimea bobinei de deflexie; h — distanța dintre bobina de deflexie și piesa de lucru ; i_x — curentul de comandă a deflexiei x ; k_t — este un coeficient care depinde de geometria bobinei.

Stabilirea schemei-bloc de compensare

Realizarea unei compensări neliniare, utilizînd expresia (7), necesită folosirea unor blocuri analogice de calcul (bloc extractor de radical, bloc de împărțire). Soluția se poate simplifica prin liniarizarea expresiei (7) în jurul punctului static de funcționare. Astfel, rezultă :

$$\Delta x(U, i_x) = -\frac{k_t}{2} \cdot \frac{i_x}{\sqrt{u^3}} - \Delta U + k_t \frac{1}{\sqrt{U}} \cdot \Delta i_x, \qquad (8)$$

unde : k_T este o constantă a tunului de electroni egal cu :

$$k_t = \sqrt{\frac{e}{2m_0}} \cdot \frac{l(h + l/2)}{\beta} \mu_0 k_i. \qquad (9)$$

Pentru a obține ondulații minime Δx în direcția x la sistemul de scris, cu ecuația (8), se impune realizarea compensatorului :

$$\Delta i_x = \frac{i_x}{2U} \cdot \Delta U, \qquad (10)$$

cu care se obține modelul sistemului liniarizat din figura 3, descris cu ecuația :

$$x(U, i_x) = k_t \cdot \frac{\left(1 + \frac{\Delta U}{2U}\right) \cdot i_x}{\sqrt{U + \Delta U}}. \qquad (11)$$

Acest sistem asigură o compensare eficientă a pulsațiilor, numai în vecinătatea punctului static de funcționare, condiție neîndeplinită în majoritatea aplicațiilor tehnologice. Întrucît parametrii de funcționare (tensiunea înaltă, curentul prescris pentru sistemele de deflexie) sînt controlați de un microcalculator, adaptarea numerică a coeficienților de amplificare a compensatorului liniarizat rezolvă problema acordării sistemului. Schema de principiu a interferenței cu calculatorul numeric este prezentată în figura 4.

Rezultate și concluzii

Pentru simularea efectelor dinamice ale compensației liniarizate, comportarea circuitului de măsură a ondulațiilor tensiunii înalte a fost descrisă cu următoarea funcție de transfer :

$$H_m(s) = k_1 \frac{s}{s \cdot T_m + 1}. \qquad (12)$$

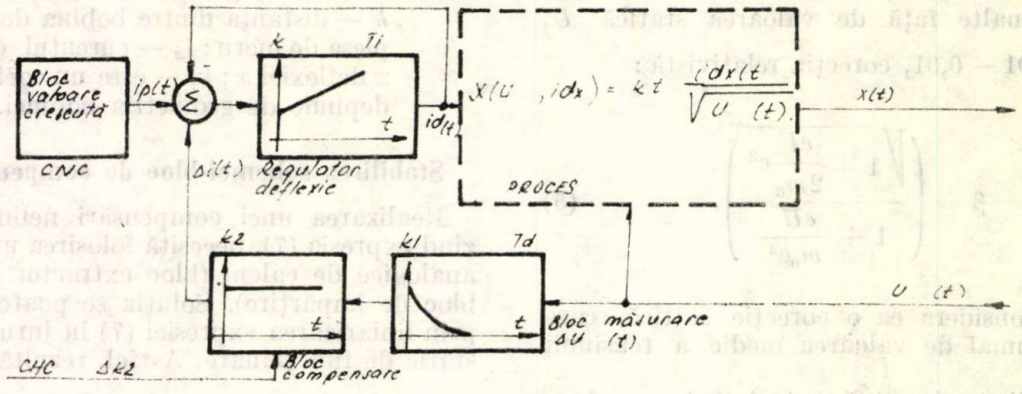


Fig. 3

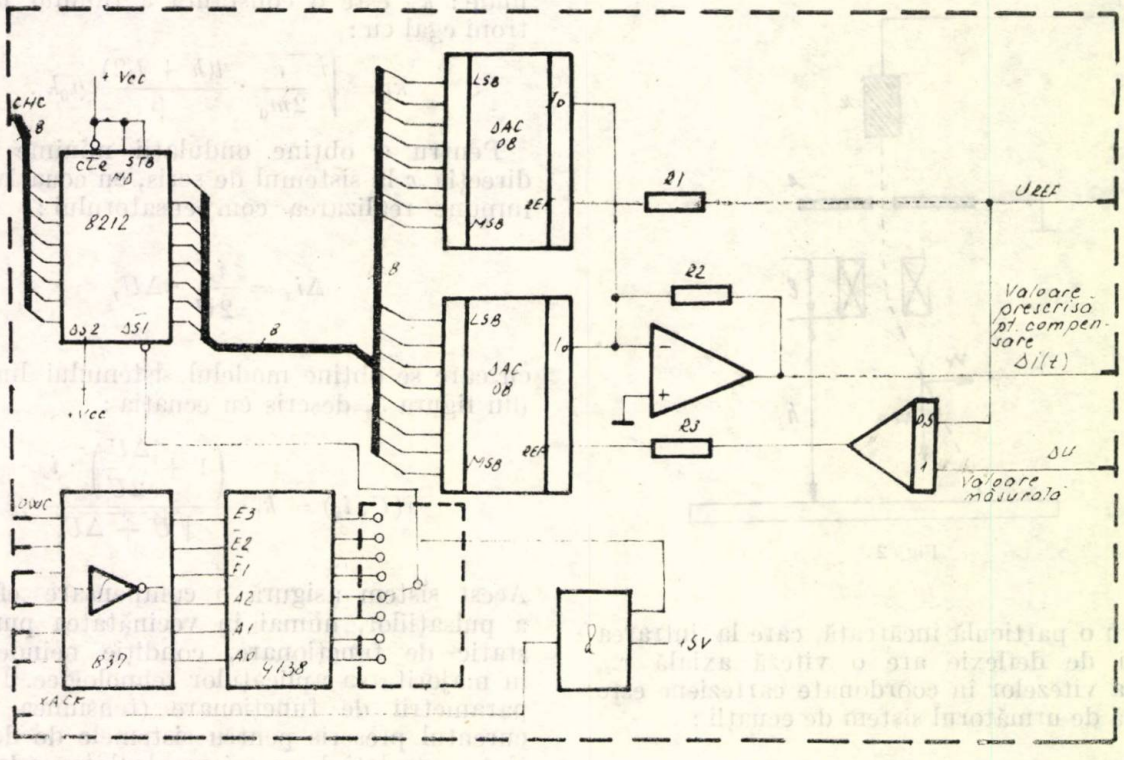


Fig. 4

Regulatorul pentru deflexie, avînd un caracter proporțional — integral, are funcția de transfer :

$$H_r(s) = k_r \frac{\frac{b_1}{\omega_0} \cdot s + b_0}{\frac{a_2}{\omega_0^2} \cdot s^2 + \frac{a_1}{\omega_0} \cdot s + a_0}, \tag{13}$$

unde : a_0, a_1, a_2, b_0, b_1 sînt constante de circuit.

Regulatorul s-a acordat, pentru un semnal de intrare tip rampă, folosind criteriul erorii ponderate cu timpul [3], rezultînd pentru frecvența-limită de semnal mic valoarea $f_0 = 150$ kHz. Astfel, comportarea dinamică a regulatorului nu va influența dinamica compensării. Pentru descrierea comportării blocului de compensare rezultă următorul sistem de ecuații :

$$\begin{cases} \dot{x}_m(t) = \frac{1}{T_m}\left(-x_m(t) + k_1 \cdot \frac{d}{dt} \cdot U\right) \\ x(t) = \frac{k_t \cdot i_x}{\sqrt{U}}\left(1 + \frac{T_m}{2k_1 U} \cdot x_m(t)\right), \end{cases} \tag{14}$$

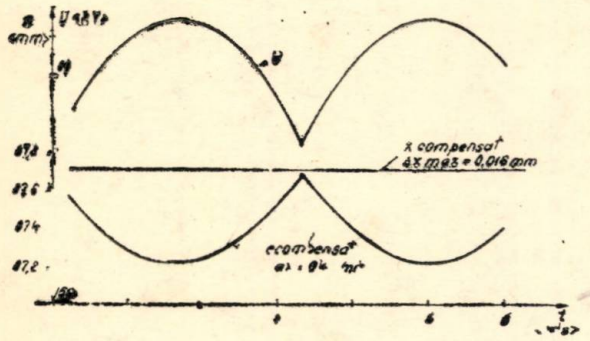


Fig. 5

unde : $x_m(t)$ este valoarea măsurată a ondulației tensiunii înalte.

Pentru cazul cel mai defavorabil, erorile relative ale deflexiei fără compensare sînt cuprinse între valorile $0{,}5 \times 10^{-3} - 5 \times 10^{-3}$, care se reduc folosind compensatorul liniarizat la valorile $1{,}24 \times 10^{-5} - 1{,}24 \times 10^{-5}$.

Rezultatele simulărilor, folosind sistemul de ecuații (14) sînt prezentate în figura 5.

Folosirea blocului de compensare tratat, pentru prelucrări staționare cu deflexii sub 1° este opțională, devenind necesară la deflexii mari. Astfel, în cazul aplicațiilor care impun distanțe mari dintre tun și piesa de prelucrat, utilizarea compensării devine necesară. De asemenea, în cazul monitorizării procesului cu ajutorul electronilor reflectați de pe piesă, fără compensator, imaginea pierde claritatea la margini.

Bibliografie

[1] *Manfred von Ardenne.* Tabellen für Angevandten Physik. Berlin, 1962.

[2] *Naderi, Habib.* Electronsugárral heggesztett tárcsák deformációjának meghatározása szamitással és méréssel. In Gép vol. 29, 1977, p. 273—278.

[3] *Csáki, F.* Irányitástehnikai kézihkönyv, 1977.

[4] *Simonyi, K.* Elektronfizika. Budapest 1973.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. ing. C. APEREI ; dr. ing. I. BĂTRÎNA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLĂȚEANU ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNUȚ ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI

Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA" (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Electrotehnice, apare în cadrul Institutului de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Industria Electrotehnică (I.C.P.E.) București. Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la redacția revistei, București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 și 695, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poștal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 301700301 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții, ca și pentru persoane particulare este de 120 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA și AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM" — departamentul export — import presă — București — Calea Griviței nr. 64—66. P.O.B. — 2001 — Telex 01.12.26

Tiparul : Întreprinderea Poligrafică „Informația" București, str. Brezoianu nr. 23—25, cd. 1368

1990 MAJ 17

E 2040/1

ETE

R 1990 -11- 07

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 37 • NR. 6 • AUGUST 1989

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 37 Nr. 6 august 1989

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ. 530. 34 : 534.64

ÎNCERCĂRI SEISMICE
PROTECŢIE ANTISEISMICĂ

Arabaţi, P. ş.a. : **Instalaţia ICPE de încercări seismice.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 6, aug 1989, p. 219

Protecţie antiseismică a unei centrale nuclearoelectrice, urmăreşte disponibilitatea acesteia şi securitatea publicului, realizîndu-se prin calificarea seismică a structurilor, sistemelor şi echipamentelor. Această calificare se realizează prin : încercare, analiză şi combinarea procedeului de analiză cu rezultatele încercărilor. În scopul calificării seismice a produselor electrotehnice, electronice, de automatizare, pneumatice, hidraulice ş.a., destinate CNE, ca şi altor obiective, ICPE a dezvoltat o instalaţie complexă prezentată în lucrarea de faţă. Instalaţia, destinată încercării echipamentelor, are dimensiuni relativ reduse şi performanţe mult superioare faţă de alte instalaţii de încercări seismice. Ea corespunde cerinţelor oricărui standard de circulaţie internaţională, fiind deosebit de utilă şi produselor specifice din alte domenii cum ar fi centrale clasice, obiective industriale importante, instalaţii ce urmează să funcţioneze în condiţii de siguranţă, transporturi etc. La cererea beneficiarilor ICPE poate elabora proceduri de calificări seismice corespunzătoare specificaţiilor tehnice ale acestora.

CZ 002 : 621.3

SISTEME DE DOCUMENTARE
ELECTROTEHNICA
ARIEL-ICPE

Toma, E., Popescu, I. : **Sistemul de documentare automată „ARIEL-ICPE". Baza de date şi studiul statistic al vocabularului.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 6, aug 1989, p. 223

Se prezintă sistemul de documentare automată în domeniul electrotehnicii (realizat la ICPE-Bucureşti), funcţiile şi structura sistemului, serviciile oferite pe baza pachetului de programe MISTRAL, studiul statistic al vocabularului, controlat pe baza calculului cantităţii de informaţie a cuvintelor-cheie, caracterizarea valorii informaţionale a zonelor vocabularului controlat.

CZ 621.3.045.15 :.621.313

ÎNFĂŞURĂRI STATORICE ÎN BARE
MAŞINI ELECTRICE

Schuch, Ch. ş.a. : **Calculul înfăşurărilor executate din conductoare elementare pline, transpuse.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 6, aug 1989, p. 230

Se tratează o metodă operativă privind calculul înfăşurărilor cu bare din conductoarele elementare transpuse ale maşinilor electrice medii şi mari, utilizabilă în proiectare, în vederea optimizării lor.

CZ 621.314.2 : 621.3.042

TRANSFORMATOR TRIFAZAT
CIRCUIT MAGNETIC

Stanciu, D., Galan, N. : **Nesimetrii constructive şi funcţionale ale transformatorului trifazat.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 6, aug 1989, p. 238

Lucrarea analizează mai multe tipuri de nesimetrii ale transformatorului trifazat ; pierderile Joule în regim nesimetric ; nesimetria tensiunilor pentru transformatoarele care alimentează redresoare etc.

CZ 621.355 : 621.319.538.12

METODA ELEMENTULUI FINIT
CONTROL OPTIMAL AL CÎMPULUI TERMIC

Cârstea, I. T. : **Controlul optimal al temperaturii unei plăci, utilizînd metoda elementului finit.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 6, aug 1989, p. 242

Se prezintă elemente privind controlul opţional al cîmpului termic într-un spaţiu bidimensional, folosind metoda elementului finit pentru discretizarea spaţială şi calculul variaţional pentru deducerea condiţiilor de optim.

CZ 621.315.1

TRANZISTOARE DE PUTERE
ÎMPERECHERE
TESTOR

Voiculescu, E. : **Punerea în paralel a tranzistoarelor de putere.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 6, aug 1989, p. 247

Lucrarea prezintă problemele care apar la punerea în paralel a tranzistoarelor de putere, în c.c. şi în regim de comutaţie. Pentru rezolvarea acestora sînt propuse soluţii de circuit specifice şi un dispozitiv pentru împerecherea dinamică a tranzistoarelor.

CZ 622.77 ; 621.396

COLOANĂ SEPARARE DIACETILENĂ ÎN AMONIAC
MODELARE MATEMATICĂ
CONDUCERE OPTIMALĂ

Tudoroiu, N., Vînătoru, M. : **Conducerea optimală în regim staţionar a unei coloane de separare a diacetilenei în amoniac (coloana echivalentă).**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 6, aug 1989, p. 252

În vederea creşterii siguranţei în funcţionare şi optimizării consumului de amoniac la coloanele de separare a diacetilenei în amoniac, lucrarea îşi propune rezolvarea cîtorva aspecte legate de modelarea, echivalenţa modelelor şi conducerea optimală în regim staţionar a acestor coloane, prezentînd modelele matematice ale coloanei iniţiale şi celei echivalente, precum şi un algoritm de conducere optimală, pretabil pentru implementarea pe calculatorul numeric.

CZ 621.315.6 : 025.4

MATERIALE ELECTROIZOLANTE
CLASIFICARE

Lică, V. : **Considerente şi propuneri privind clasificarea şi selecţia materialelor electroizolante.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 6, aug 1989, p. 255

Lucrarea prezintă unele sisteme de clasificare a materialelor electroizolante, care să permită utilizatorilor legarea cea mai potrivită pentru scopurile propuse.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. ing. C. APEREI ; dr. ing I. BĂTRÎNA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCENICĂ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. M. HĂNGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 530.34: 534.64
СЕЙСМИЧЕСКИЕ ИСПЫТАНИЯ
Арабаджи, П. и др.: **Установка ICPE для сейсмических испытаний.**
Е.Е.А. — **Electrotehnica 37,** № 6, август 1989 г., стр. 219

Противосейсмическая защита атомной электростанции имеет цель сохранить её работоспособность и безопасность жителей и реализуется сейсмической калификацией структур, систем и оборудований. Эта квалификация реализуется: испытанием, анализом и комбинированием между методом анализа и испытательными результатами. ICPE, с целью сейсмической квалификации электротехнических, электронных, автоматических, пневматических, гидравлических и других изделий, предназначенных как АЭС, так и другим объективам — развил комплексную установку, представленную в данной работе. Установка, предназначенная испытаниям оборудований имеет относительно небольшие размеры и гораздо больше преимущества, чем другие установки сейсмических испытаний. Она соответствует требованиям всех международных стандардов и особенно пригодна к специфическим изделиям, принадлежащим другим областям, например классическим станциям важных промышленных объективов, установкам работающих при безопасных условиях, транспорте и т.д. При просьбе потребителей, ICPE может обрабатывать процедуры сейсмической квалификации соответственно их техническим квалификациям.

УДК 002: 621.3
СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЙ ДОКУМЕНТАЦИИ
ARIEL—ICPE
Тома, Е., Попеску, Г.: **Система автоматической документации „ARIEL-ICPE". База данных и статистическое исследование словаря.**
Е.Е.А. — **Electrotehnica 37,** № 6, август 1989 г., стр. 223

Представляется система автоматической документации, реализованная ICPE-Бухарест, в области электротехники, назначение и структура системы, разные услуги, предлагаемые на основе пачек с программами MISTRAL, статистическое исследование словаря контролируемого на основе вычисления количества информации дескриптора, характеризование информационального значения зон контролируемого словаря.

УДК 621.3.045.15: 621.313
СТАТОРНЫЕ ОБМОТКИ С ШИНАМИ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ
Шучи, Кх. и др.: **Исчисление обмоток, реализованные из полных, переставленных проводников.**
Е.Е.А. — **Electrotehnica 37,** № 6, август 1989 г., стр. 230

Трактуется оперативный метод исчисления статорных обмоток с шинами из элементарных, переставленных проводников средних и больших электрических машин, употребляемый в проектировании, ввиду их оптимизации.

УДК 621.314.2: 621.3.042
ТРЕХФАЗНЫЙ ТРАНСФОРМАТОР
МАГНИТОПРОВОД
Станчу, Д., Галан, Н.: **Конструктивные и функциональные ассиметрии трёхфазного трансформатора.**
Е.Е.А. — **Electrotehnica 37,** № 6, август 1989 г., стр. 238

Работа анализирует несколько типов ассиметрий трёхфазного трансформатора. Джоулевые потери в ассиметричном режиме; ассиметричность напряжений в трансформаторах, которые питают выпрямители и др.

УДК 621.355: 621.319.538.124
МЕТОД КОНЕЧНОГО ЭЛЕМЕНТА
ОПТИМАЛЬНЫЙ КОНТРОЛЬ ТЕРМИЧЕСКОГО ПОЛЯ
Кырстя, И. Г.: **Оптимальный контроль температуры одной пластины с применением метода конечного элемента.**
Е.Е.А. — **Electrotehnica 37,** август 1989 г., стр. 242

Представлены элементы касающиеся оптимального контроля термического поля в двуразмерное пространство, применяя метод конечного элемента для пространственной дискретизации и вариационное исчисление для получения условий оптимума.

УДК 621.315.1
СИЛОВЫЕ ТИРИСТОРЫ
СПАРИВАНИЕ
ТЕСТОР
Войкулеску, Е.: **Параллельное включение силовых транзисторов.**
Е.Е.А. — **Electrotehnica 37,** № 6, август 1989 г., стр. 247

Представлены вопросы, появляющиеся при параллельном включении силовых транзисторов, при постоянном токе и при коммутационном режиме. Для решения этих вопросов предлагаются специфические схемные решения и прибор для динамического спаривания транзисторов.

УДК 622.77: 621.396
КОЛОНКА СЕПАРИРОВАНИЯ ДИАЦЕТИЛЕНА В АММИАКЕ
МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ
ОПТИМАЛЬНОЕ УПРАВЛЕНИЕ
Тудорою, Н., Вынэтору, М.: **Оптимальное управление при стационарном режиме колонки сепарирования диацетилена в аммиаке (эквивалентная колонка).**
Е.Е.А.— **Electrotehnica 37,** № 6, август 1989 г., стр. 252

Настоящая работа ввиду повышения надежности и оптимизации расхода аммиака в колонках сепарирования диацетилена в аммиаке имеет цель решения некоторых вопросов в связи с моделированием, эквивалентностью моделей и оптимальным управлением в стационарном режиме этих колонок, представляя математические модели исходной и эквивалентной колонки, а также алгорифм оптимального управления, применяемого во внедрении на ЭВМ.

УДК 621.315:025.4
ЭЛЕКТРОИЗОЛЯЦИОННЫЕ МАТЕРИАЛЫ
КЛАССИФИКАЦИЯ
Ликэ, В.: **Соображения и предложения касательно классификации и селекции электроизоляционных материалов.**
Е.А.А. — **Electrotehnica 37,** № 6, август 1989, г., стр. 255

В работе представляются некоторые системы классификации электроизоляционных материалов, позволяющие потребителям достигнуть наилучшую связь соответственно с предлагаемой целью.

INHALT

DK 530.34 : 534.64
SEISMISCHE PRÜFUNGEN
ERDBEBENSCHUTZ
Arabadji, P. u.a.: **ICPE — Anlage für seismische Prüfungen.**
E.E.A. — **Electrotehnica 37**, Nr. 6, Aug. 1989, S. 219

Der Erdbebenschutz eines Kernkraftwerkes verfolgt dessen Verfügbarkeit sowie die Sicherheit der Bevölkerung, und wird durch die seismische Bewertung der verwendeten Strukturen, Systeme und Anlagen realisiert. Diese Bewertung wird durch Prüfungen, Analysen und durch die Kombination des Analyseverfahrens mit den Prüfergebnissen durchgeführt. Zur Erdbebenbewertung der elektrotechnischen, elektronischen, pneumatischen, hydraulischen und Automatisierungsausrüstungen für Kernenergie und anderen Anwendungen, wurde bei ICPE eine komplexe Anlage entwickelt, die in diesem Beitrag vor-

gestellt wird. Die zur Prüfung der Ausrüstungen entwickelte Anlage mit relativ kleinen Abmessungen, weist weit höhere Performanzen im Vergleich zu anderen seismischen Prüfanlagen auf. Sie entspricht den Anforderungen der internationalen Standards und ist überaus nützlich auch zur Prüfung der spezifischen Erzeugnisse anderer Gebiete, wie klassische Kraftwerke, wichtige industrielle Ausrüstungen, Anlagen, die unter Sicherheitsbedingungen funktionieren sollen, Transport, u.s.w. Auf Kundenanfrage kann ICPE Prozeduren für Erdbebenbewertungen entsprechend den technischen Spezifikationen der Kunden usarbeiten.

DK 002 : 621.3
DOKUMENTATIONSSYSTEME
ELEKTROTECHNIK
ARIEL-ICPE

Toma, E., Popescu, I. : **Das automatische Dokumentationssystem ARIEL-ICPE. Die Datenbank und das statistische Studium des Wortschatzes.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** Nr. 6, Aug 1989, S. 223

Es wird das, bei ICPE-Bukarest realisierte, automatische Dokumentationssystem für das Gebiet der Elektrotechnik, zusammen mit den Funktionen und der Struktur des Systems, der aufgrund des MISTRAL-Programmpakets gebotenen Dienstleistungen, dem statistischen Studium des kontrollierten Wortschatzes aufgrund der Berechnung des Informationsgehalts der Schlüsselwörter und mit der Charakterisierung des Informationswertes der Zonen des kontrollierten Wortschatzes, vorgestellt.

DK 621.3.045.15 : 621.313
STATORISCHE WICKLUNGEN IN DEN SCHINEN
ELEKTRISCHE MASCHINEN

Schuch, Ch. u.a. : **Berechnung der aus übertragenen, vollen elementaren Leitungen hergestellten Wicklungen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** Nr. 6, Aug 1989, S. 230

Es wird eine operative Methode zur Berechnung der Wicklungen mit Schinen aus den übertragenen elementaren Leitungen der mittleren und grossen elektrischen Maschinen behandelt. Diese Methode kann beim Entwurf, zur Optimierung, verwendet werden.

DK 621.314.2 : 621.3.042
DREHSTROMTRANSFORMATOR
MAGNETKREIS

Stanciu, D., Galan, M. : **Konstruktive und funktionelle Unsymmetrien des Drehstromtransformators.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** Nr. 6, Aug 1989, S. 238

Der Beitrag analysiert mehrere Unsymmetrietypen des Drehstromtransformators, die Joule-Verluste im unsymmetrischen Betrieb, die Unsymmetrie der Spannungen für die Gleichrichter speisende Transformatoren, u.s.w.

DK 621.355 : 621.319.538.124
METHODE DER FINITEN ELEMENTE
OPTIMALE KONTROLLE DES WÄRMEFELDES

Cârstea, I. T. : **Optimale Kontrolle der Temperatur einer Platte mit Hilfe der Methode der finiten Elemente.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** Nr. 6, Aug 1989, S. 242

Es werden Elemente zur optimalen Kontrolle des Wärmefeldes in einem zweidimensionalen Raum, mit Hilfe der Methode der finiten Elemente, zur räumlichen Diskretisierung und variationellen Berechnung zum Zweck der Ableitung der optimalen Bedingungen vorgestellt.

DK 621.315.1
LEISTUNGSTRANSISTOREN
PAARUNG
TESTER

Voiculescu, E. : **Parallelschaltung von Leistungstransistoren.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** Nr. 6, Aug 1989, S. 247

Im Beitrag werden die Probleme, die bei der Parallelschaltung der Leistungstransistoren in Gleichstrom und im Umschaltbetrieb auftreten, diskutiert. Zur Lösung dieser Probleme werden spezifische Schaltungslösungen sowie ein Gerät zur dynamischen Paarung der Transistoren vorgeschlagen.

DK 622.77 : 621.396
KOLONNE ZUR DIAZETYLENABSCHEIDUNG IM AMMONIAK
MATHEMATISCHES MODELL
OPTIMALE STEUERUNG

Tudoroiu, N., Vinătoru, N. : **Optimale Steuerung im stationären Betrieb einer Kolonne zur Diazetylenabscheidung im Ammoniak (äquivalente Kolonne).**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** Nr. 6, Aug 1989, S. 252

Zur Vergrösserung der Funktionssicherheit und der Optimierung des Ammoniakverbrauchs bei den Diazetylenabscheidungskolonnen, wird im vorliegenden Beitrag die Lösung einiger Aspekte bezüglich dem Modelieren, der Modelläquivalenz und der optimalen Steuerung im stationaren Betrieb vorgeschlagen. Zu diesem Zweck werden mathematische Modelle der Abfangs und der äquivalenten Kolonne, sowie ein Algorhytmus zur optimalen Steuerung mit Möglichkeit ihrer Implementierung auf dem Digitalrechner vorgestellt.

DK 621.315.6 : 0254.
ELEKTRISCHE ISOLATIONSWERKSTOFFE
KLASSIFIZIERUNG

Lică, V. : **Beitrachtungen und Vorschläge zur Auswahl und Klassifizierung der elektrischen Isolationswerkstoffe.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** Nr. 6, Aug 1989, S. 255

Im Beitrang werden einige Systeme zur Klassifizierung der eletktrischen Isolationswerkstoffe, die dem Anwender die Auswahl des am besten geeigneten Werkstoffes erlaubt, vorgestellt.

CONTENTS

CD 530.34 : 534.64
EARTHQUAKE TESTS
PROTECTION AGAINST EARTHQUAKES

Arabadji, P. et al. : **ICPE Earthquake test equipment.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 6, aug 1989, p. 219

Earthquake protection of a nuclear power station implies availability and people safety, things achieved by structure, system and equipment earthquake qualification. This qualification is achieved by testing, analysing and combining the analysis procedure with the test results. In order to obtain earthquake qualification of electrotechnical, electronic, automation, pneumatic, hydraulic a.s.o. products meant for NPS as well as other industrial units, ICPE developed a complex installation which is presented in this paper. Tbis installation for equipment testing has a rather small size and a much better performance than other earthquake testing installations. It corresponds to the requirements of any international standard, being also extremely useful for specific products from other fields such as classical power stations, important industrial units, installations meant for operating under safety conditions, transportations a.s.o. If customers require, ICPE can elaborate earthquake qualification procedures corresponding to their technical specifications.

CD 002 :621.3
DOCUMENTATION SYSTEMS
ELECTRIC ENGINEERING
ARIEL — ICPE

Toma, E., Popescu, I. : **„ARIEL' — ICPE" automated documentation system. Vocabulary database and statistical study.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 6, aug 1989, p. 223

This paper presents the automated documentation system for electric engineering field accomplished at ICPE — Bucaest, its functions and structure, the services based on MISTRAL package, vocabulary statistical study controlled by key-word information quantity calculation, informational value characterization of controlled vocabulary units.

CD 621.3.045.15 : 621.313

ROD STATOR WINDINGS
ELECTRIC MACHINES

Schuch, Gh. et al. : **Calculation of windings made of full, transposed, elementary conductors.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 6, aug 1989, p. 230

This paper presents an operative method of computing medium- and large-electric machine rod windings made of transposed elementary conductors. This is a design method and it helps the optimizing activtity.

CD 621.314.2 : 621.3.042

THREE-PHASE TRANSFORMER
MAGNETIC CIRCUIT

Stanciu, D., Galan, N : **Constructive and functional nonsymmetries of a three-phase transformer.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 6, aug 1989, p. 238

This paper analyses several types of three-phase transformer nonsymmetries ; Joule losses in nonsymmetric state ; voltage nonsymmetry for rectifier-feeding transformers.

CD 621.355 : 621.319.538.124

FINITE ELEMENT METHOD
OPTIMAL CONTROL OF THERMAL FIELD

Cârstea, I. T. : **Temperature optimal control of a board using finite-element method.**
E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 6, aug 1989, p. 242

Some elements regarding the optimal control of thermal field within a bidimensional space are presented here, using finite-element method for a special discret processing and variational computing of optimal state conditions.

CD 621.315.1

POWER TRANSISTORS
PAIRING
TESTER

Voiculescu, E. : **Parallel connecting of power transistors.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 6, aug 1989, p. 247

This work presents the problems regarding parallel connection of d.c. commutation-state power transistors. In order to solve them, specific circuit solutions and a device for transistor dynamic pairing are given.

CD 622.77 : 621.396

BIACETYLENE IN AMMONIA SEPARATION COLUMN
MATHEMATICAL MODELLING
OPTIMAL MANAGEMENT

Tudoroiu, N., Vinătoru, M. : **Steady-state optimal management of a biacetylene in ammonia separation column (equivalent column).**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 6, aug 1989, p. 252

In order to increase operating safety and to optimize ammonia consumption in biacetylene-in-ammonia separating columns, this work suggests some solutions for several aspects regarding modelling, model equivalence and steady-state optimal management of those columns, presenting the mathematical models of the initial and equivalent columns, as well as an algorithm for optimal management, suitable for the implementation on a digital computer.

CD 621.315.6 : 025.4

ELECTROINSULATING MATERIALS
CLASSIFICATION

Lică, V. : **Reasons and suggestions regarding electroinsulating material classification and selection.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 6, aug 1989, p. 255

The paper presents some classification systems of electroinsulating materials, which allow the most suitable link to the suggested purposes.

SOMMAIRE

CD 530.34 : 534.64

ESSAIS SISMIQUES
PROTECTION ANTISISMIQUE

Arabadji, P. et d'autres : **Installation pour les essais sismique réalisée à ICPE.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, no. 6, août 1989, p. 219

La protection antisismique d'une centrale atomique a pour but la disponibilité de celle-ci et la sécurité du public, et se réalise par la qualification sismique des structures, des systèmes et des équipements. Cette qualification est mise en oeuvre par : essai, analyse et combinaison entre le procédé d'analyse et les résultats des essais. Dans le but d'une qualification sismique des produits életrotechniques, électroniques, d'automatisation, pnemuatiques, hydrauliques, et d'autres, destinés au CNE, ainsi que d'autres objectifs, ICPE a développé une installation complexe présentée dans cet article. L'installation destinée aux essais des équipements a des dimensions relativement réduites et des performances supérieures en comparaison avec d'autres installations pour les essais sismiques. Elle correspond aux exigence de tout standard international, état particulierement utile et aux produits spécifiques pour d'autres domaines, par exemple les centrales classiques, les objectifs industriaux importants, les installations qui doivent fonctionner en conditions de sureté les transports etc. A la demande des bénéficiaires ICPE peut élaborer des procédures de qualifications sismiques conformément aux spécifications techniques de celles-ci.

CD 002 : 621.3

SYSTÈMES DE DOCUMENTATION
ÉLECTROTECHNIQUE
ARIEL — ICPE

Toma, E., Popescu, I. : **Le système de documentation automatique „Ariel-ICPE". Base de données et etude statistique du vocabulaire.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, no. 6, août 1989, p. 223

On présente le système de documentation automatique dans le domaine électrotechnique, mis en oeuvre à ICPE-Bucharest, les fonctions et la structure du système, les services offerts sur la base du paquet de programmes MISTRAL, l'étude statistique du vocabulaire controllé sur la base du calcul de la quantité d'information des descripteurs, le caractérisation de la valeur informationale des zones du vocabulaire controllé.

CD 621.3.045.15 : 621.313

ENROULEMENTS STATORIQUES À BARRES
MACHINES ÉLECTRIQUES

Schuch, Ch. et d'autres: **Le calcul des enroulements exécutés à l'aide des conducteurs élémentaires massifs, transposés.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, no. 6, août 1989, p. 230

Ou présente une méthode opérative concernant le calcul des euroulements à barres à l'aide des conducteurs élémentaires transposés des machines électriques, moyennes et grandes, utilisable dans le domaine de l'élaboration des projets, en vue de leur optimisation.

CD 621.314. : 621.3.042

TRANSFORMATEUR TRIPHASÈ
CIRCUIT MAGNÈTIQUE

Stanciu, D., Galan, N. : **Asyméétries constructives et fonctionnelles du transformateur triphasé.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, no. 6, août 1989, p. 238

L'ouvrage analyse plusieurs types d'asymétries du transformateur triphasé, les pertes Joule en régime asymétrique ; l'asymétrie de la tension pour les transformateurs qui alimentent les redresseurs etc.

CD 621.355 : 621.319.538.124

LA MÈTHODES DES ÈLÈMENT FINIS
LE CONTROLE OPTIMAL DU CHAMP THERMIQUE

Cârstea, I.T. : **Le contrôle optimal de la température d'une plaque utilisant la méthode des éléments finis.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** no. 6, août 1989, p. 242

Ou présente des éléments concernant le contrôle otptimal du champ thermique dans un espace bidimensionnel, utilisant la méthode des éléments finis pour la discrétisation spatiale et le calcul variationnel pour la déduction des conditions d'optimum.

CD 621.315.1

TRANSISTORS DE PUISSANCE
PAIRAGE
TESTEUR

Voiculescu, E. : **Mise en parallèle des transistors de puissance.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** no. 6, août 1989, p. 247

L'ouvrage présente les problèmes posés par la mise en parallèle des transistors de puissance, en c.c. et en régime de commutation. Pour résoudre ces problèmes, on propose des solutions de circuit specifiques et un dispositif pour le pairage dynamique des transistors.

CD 622.77 : 621.396

COLONNE DE SÈPARATION DE LA DIACÉTYLÈNE EN AMMONIAC
SIMULATION MATHÈMATIQUE
DIRECTION OPTIMALE

Teodoroiu, N., Vinătoru, M. : **Direction optimale en régime stationnaire d'une colonne de séparation de la diacétylène en ammoniac (colonne équivalente).**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** no. 6, août 1989, p. 252

En vue de l'accroissement de la sureté en fonctionnement et de l'optimisation de la consummation d'ammoniac aux colonnes de séparation de la diacétylène en ammoniac, l'ouvrage se propose de résoudre quelques aspects concernant la simulation, l'équivalence des modèles et la direction optimale en régime stationnaire de ces colonnes présentant des modèles mathématiques de la colonne initiale et de celle équivalente, ainsi qu'un algorythme de direction optimale qui se prête à l'implémentation sur l'ordinateur numérique.

CD 621.315.6 : 025.4

MATÈRIAUX ÈLECTRO-ISOLANTS
CLASSIFICATION.

Lică, V. : **Considérations et propositions concernant la classification et la sélection des matériaux électro-isolants.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** no. 6, août 1989, p. 255

L'ouvrage présente certains systèmes de classification des matériaux électro-isolants, qui permettent aux utilisateurs le choix le plus adéquat aux buts proposés.

ELECTROTEHNICA,
ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Electrotehnica nr. 6

CZ 530.34 : 534.64

ÎNCERCĂRI SEISMICE
PROTECŢIE ANTISEISMICĂ

Instalaţia ICPE de încercări seismice

PETRE ARABADJI, PAVEL BOCHIAN, IOAN BOCONCIOS, LILIANA DĂBULEANU,
OVIDIU DUMITRESCU, MIHAI IOVEA * – BUCUREŞTI

Introducere

La proiectarea şi construirea unei centrale nuclearo-electrice (CNE) se ţine seama, printre altele, de probabilitatea apariţiei unui cutremur.

Protecţia antiseismică a centralei urmăreşte disponibilitatea maximă a acesteia şi securitatea publicului, ea fiind obţinută prin calificarea seismică a structurilor, sistemelor şi echipamentelor.

Calificarea seismică se poate realiza prin trei metode : încercare, analiză şi prin combinarea analizei cu rezultatele încercărilor.

Analiza este folosită pentru calificarea structurilor mari, pentru care eforturile calculate sînt singurele criterii de defect. Încercarea este folosită pentru calificarea echipamentelor active ale centralei, echipamente pentru care funcţionabilitatea şi nivelul de solicitare seismică sînt criteriile de apreciere a defectelor. Calificarea prin metode combinate de analiză şi încercări se aplică echipamentelor mari ce conţin elemente active şi care, datorită maselor şi dimensiunilor lor, nu pot fi calificate prin încercări ale ansamblului.

Calificarea prin încercări a echipamentelor este reglementată de standarde consacrate în domeniu [1, 2, 3, 4].

Conform [1] calificarea seismică aparţine unei secvenţe de încercări şi îmbătrîniri accelerate (termice, radiaţii, vibraţii, funcţionale, seismice) avînd ca scop calificarea la durata de viaţă, cu luarea în considerare a unor evenimente de bază pentru proiectare (DBE), cum ar fi cutremurul opririi de siguranţă (SSE) şi accidentul de pierdere a agentului de răcire (LOCA).

Încercările şi îmbătrînirile care preced SSE au scopul de a pune echipamentul în condiţiile care se aşteaptă să fie în ultima zi a duratei de viaţă a acestuia.

Experienţa şi practica unor institute internaţionale de prestigiu, consemnate în [5, 6, 7], demonstrează că metoda calificării prin încercări este cea adecvată în cazul echipamentelor electrice deoarece :

— sînt elemente active a căror funcţionare nu poate fi inclusă într-o modelare analitică ;

— complexitatea lor conduce la sofisticarea exagerată a modelelor, în dauna preciziei rezultatelor ;

— sînt executate dintr-o mare varietate de materiale, ale căror proprietăţi şi solicitări mecanice reale nu pot fi cunoscute cu precizie ;

— analiza nu poate aprecia exact degradarea proprietăţilor materialelor şi echipamentelor în urma fenomenelor de îmbătrînire (termică, radiaţii, funcţională şi vibraţii).

În scopul calificării seismice a produselor electrotehnice, electronice, de automatizare, pneumatice, hidraulice etc., destinate CNE, dar şi altor aplicaţii (centrale electrice clasice, obiective industriale de transporturi auto, navale, aeriene etc.), ICPE a dezvoltat o instalaţie complexă, a cărei prezentare constituie obiectul prezentului articol.

1. Prezentarea generală a instalaţiei

Sistemul dezvoltat în ICPE este prezentat în figura 1 şi se compune din :

— sistemul meselor vibrante şi al actuatoarelor ;

— sistemul hidraulic ;

— sistemul de comandă, control şi achiziţie ;

— sistemul de amortizare şi izolare a vibraţiilor ;

— sistemul de alimentare şi monitorare a produselor încercate.

Această componenţă a sistemului a fost dictată de necesitatea asigurării condiţiilor impuse încercărilor seismice, ca de exemplu :

— reproducerea solicitărilor seismice la nivelul şi cu formele de undă specificate de standardele şi specificaţiile de încercare, măsurarea,

* Institutul de Cercetare Ştiinţifică şi Inginerie Tehnologică pentru Electrotehnică — ICPE — Bucureşti.

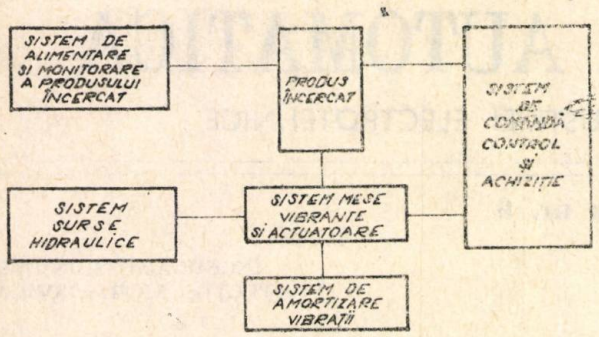


Fig. 1

stocarea și prelucrarea datelor referitoare la mișcarea meselor vibrante și a răspunsului produsului la solicitări seismice, alimentarea și monitorarea funcționării produsului încercat, precum și amortizarea vibrațiilor parazite, transmise de instalația de încercări.

Sistemul ICPE cuprinde două mese vibrante ale căror dimensiuni și performanțe implică utilizarea diferențiată a lor.

Spre deosebire de alte instalații de încercări seismice (cum sînt cele utilizate în construcții), instalația din ICPE, care este destinată încercării echipamentelor, are dimensiuni relativ reduse dar performanțe mult mai ridicate. Aceasta deoarece mișcarea seismică a solului, care este dată de intrare pentru structuri și clădiri, este amplificată succesiv de acestea și de echipamentele montate pe planșeu (rafturi, dulapuri, suporți etc.).

Masa mare este destinată, în primul rînd, încercării echipamentelor grele și cu dimensiuni de gabarit mari, care se montează pe fundații și planșee, cum ar fi : aparate de înaltă tensiune, motoare mari, panouri electrice, dulapuri de automatizare, rack-uri etc. O altă utilizare a acesteia este determinarea solicitărilor seismice la nivelul componentelor unui dulap sau ansamblu complex căruia nu i se poate asigura funcționarea.

Avînd solicitările astfel determinate la nivelul componentelor, acestea pot fi încercate pe masa mică în condițiile asigurării funcționării lor.

Masa mică, avînd performanțe mai ridicate, este destinată încercării echipamentelor și dispozitivelor montate pe suporturi și în dulapuri și, deci, ale căror solicitări sînt mai ridicate datorită amplificărilor produse de structurile-suport. Echipamentele care se pot încerca pe masa mică sînt : aparate de comutație, traductoare, module electronice și de automatizare etc.

Sistemul hidraulic asigură producerea și distribuția puterii hidraulice necesare mișcării meselor vibrante.

Comanda și controlul meselor vibrante asigură încercări realiste datorită posibilităților de acționare multifrecvență și multiaxială a meselor.

Masa mare are posibilitatea controlului a șase grade de libertate : 3 translații și 3 rotații. Controlul rotațiilor este esențial pentru echipamentele mari cu asimetrii pronunțate care pot fi angrenate în torsionări și încovoieri chiar în cazul unor excitații pur axiale.

Pentru masa mică, care are 4 grade de libertate, 3 translații și o rotație, nu sînt atît de importante rotațiile, ci nivelul solicitărilor pe cele 3 axe de translație.

Sistemul de alimentare și monitorare este esențial pentru încercarea la seism a echipamentelor electrotehnice, întrucît funcționarea este principalul criteriu de acceptare a acestora. Datorită varietății produselor ce pot fi încercate, acesta include o mare diversitate de surse și standuri specializate pentru măsurarea parametrilor funcționali.

Amortizarea și izolarea vibrațiilor parazite produse de actuatoare este realizată de un sistem compus din fundații mobile, amortizoare pneumatice, amortizoare hidraulice și fundația fixă.

2. Descrierea subsistemelor

2.1. Sistemul meselor vibrante și actuatoarelor

Instalația de încercare la seism din ICPE conține două mese vibrante : „masa mare" și „masa mică" avînd dimensiunile de 2×2 m și, respectiv, $0{,}75 \times 0{,}75$ m.

Mesele vibrante sînt construite astfel încît să asigure o rigiditate ridicată și o masă proprie cît mai mică posibil. Masa mare este realizată din oțel în structură de fagure, iar masa mică este din aluminiu.

Suprafețele superioare ale meselor conțin găuri filetate pentru a permite montajul produselor de încercat.

Sistemele de acționare sînt compuse din 8 actuatoare cu acțiune directă, pentru masa mare, respectiv 4 actuatoare ce determină mișcarea mesei mici prin intermediul unui sistem de pîrghii cu rol de amplificare. Se asigură astfel 6 grade de libertate la masa mare și 4 grade de libertate la masa mică cu performanțele menționate în figurile 2a, 2b.

Actuatoarele sînt montate între masa vibrantă și blocurile de reacție (fundațiile mobile) prin intermediul unor articulații care le permit rotațiile în jurul celor trei axe principale.

Funcționarea actuatoarelor este determinată de deplasarea fluidului hidraulic în cilindrii acestora prin intermediul servovalvelor. Acestea asigură aplicarea presiunii de o parte a pistonului, în timp ce cealaltă parte este liberă, iar licihidul poate ieși afară spre circuitul de retur, de presiune joasă.

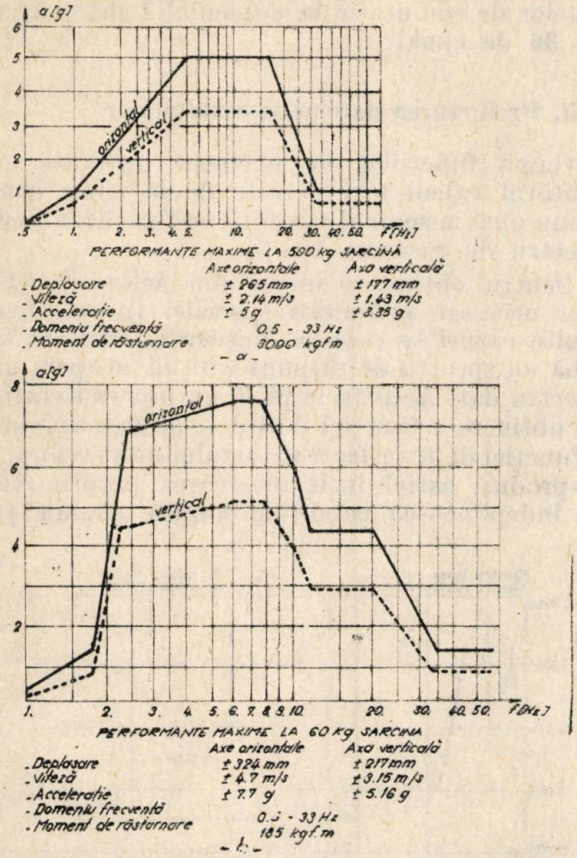


Fig. 2

2.2. *Sistemul hidraulic*

Componentele principale ale sistemului hidraulic sînt :

— sursa de putere hidraulică (pompele);
— distribuitorul.

Sursa de putere hidraulică se compune din șapte pompe duble. Fiecare unitate a unei pompe este acționată de două motoare asincrone de cîte 75 kW și asigură un debit de 180 l/min la o presiune de 220 bari.

Prin legarea în paralel a celor 7 pompe se asigură un debit total de 2 520 l/min.

Prima unitate a pompei 1 este folosită ca pompă-pilot pentru comanda servovalvelor.

Lichidul hidraulic provenit de la pompe este distribuit spre actuatoare și servovalve care controlează mișcarea actuatoarelor. Distribuitorul are și rolul selectării mesei vibrante ce urmează a fi acționată.

Pentru reducerea fluctuațiilor de presiune în sistemul hidraulic pe conductele de presiune sînt montate acumulatoare.

Temperatura lichidului hidraulic este menținută sub control printr-un sistem de răcire cu apă cu debitul de 360 l/min la 25°C la intrarea în schimbătorul de căldură al fiecărei unități hidraulice.

Suplimentar, sala în care sînt montate pompele este prevăzută cu un sistem de răcire cu aer.

2.3. *Sistemul de comandă, control și achiziție*

Funcția de excitație poate proveni de la o bandă magnetică, un generator de semnal sau de la calculator și poate semnifica deplasare, viteză sau accelerație (figura 3).

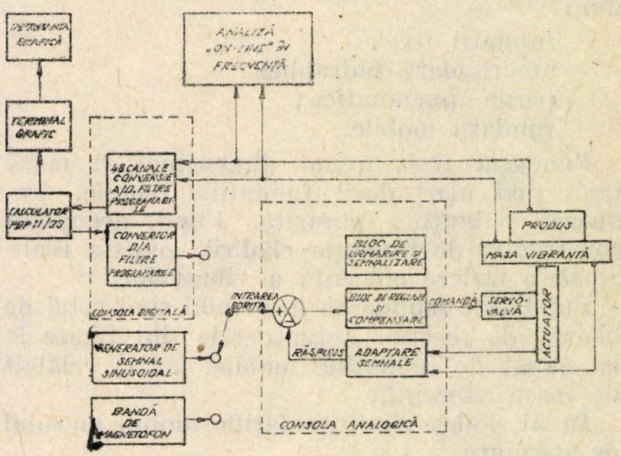


Fig. 3

Deși intrarea dorită este una din cele trei mărimi menționate mai sus, reglarea mișcării se face pe toate trei. Deplasarea și accelerația realizate se măsoară direct, iar viteza se calculează din primele două prin derivare, integrare și filtrare. Una din referințe în bucla de reglare este dată de sursa de excitație, celelalte două fiind calculate prin derivare sau integrare.

La semnalul rezultat în urma reglării se mai adaugă, cu diverse ponderi, compensări pentru efectele date de greutatea, momentul de răsturnare și poziția excentrică a centrului de greutate al produsului, precum și pentru influențele pe care poate să le aibă comanda pe o axă asupra mișcării pe altă axă.

Fiecare actuator este comandat printr-o sumă de semnale, calculate ca mai sus, pentru toate gradele de libertate.

În cazul în care funcția de excitație provine de la calculator, aceasta poate să conțină în ea o compensare calculată off-line iterativ pentru neliniaritățile sistemului masă vibrantă -produs.

În afară de funcția de generator de semnal, sistemul digital mai realizează și achiziția de date, atît cele ce descriu mișcarea mesei vibrante, cît și cele provenite de la traductoarele montate pe produsul încercat. Datele sînt salvate on-line pe unitatea de disc a calculatorului, iar volumul lor este determinat de frecvența de eșantionare a semnalelor, durata testului, numărul de canale pe care se face achiziția și este limitat de spațiul disponibil pe disc (capacitatea maximă 71 Mbytes).

De exemplu : pot fi achiziționate datele unei încercări pe 3 axe, cu 40 de semnale culese de pe produs, cu o durată a încercării de 7 minute, la o frecvență de eșantionare de 400 Hz.

2.4. Sistemul de amortizare și izolare a vibrațiilor

Pentru atenuarea și izolarea vibrațiilor parazite, transmise de la actuatoare spre clădire, s-a realizat un sistem de amortizare compus din :

— fundații fixe ;
— amortizoare hidraulice ;
— perne pneumatice ;
— fundații mobile.

Fundația fixă, avînd dimensiuni și masă mult mai mari decît fundațiile mobile, atenuează vibrațiile parazite. Fiind decuplată constructiv de fundația clădirii, aceasta realizează o izolare eficientă a vibrațiilor.

Fundațiile mobile au în primul rînd rolul de blocuri de reacție. Actuatoarele sînt fixate la un capăt de fundațiile mobile, iar la celălalt de masa vibrantă.

În al doilea rînd, fundațiile mobile au rolul de atenuare.

Pentru atenuarea vibrațiilor fundațiilor mobile s-a prevăzut un sistem de suspensie pneumatică realizat cu ajutorul unor amortizoare pneumatice. Înainte de efectuarea încercărilor se asigură ridicarea fundațiilor mobile cu ajutorul amortizoarelor pneumatice. Înălțimea de lucru, de aproximativ 20 mm, este reglată de ventile de nivel.

Întrucît sistemele elastice, formate din fundațiile mobile și amortizoarele pneumatice, au o frecvență de rezonanță de aproximativ 1 Hz, între fundațiile mobile și fundația fixă s-au montat și amortizoare hidraulice.

2.5. Sistemul de alimentare și monitorare a produselor încercate

Conform cerințelor standardelor consacrate în domeniu [1] și [2] în timpul încercărilor seismice produsele trebuie să fie încărcate cu sarcinile electrice și mecanice care sînt implicate în funcționarea acestora.

Pentru asigurarea cerințelor de mai sus s-au prevăzut surse de alimentare cu energie electrică și pneumatică necesare punerii în funcțiune a produselor încercate.

În hala de încercări seismice sînt disponibile surse de energie electrică pînă la 15 kVc.a. și pînă la 400 Vc. c.

De asemenea, sînt disponibile surse de aer instrumental pînă la 10 bari.

Pentru urmărirea funcționării produselor în timpul încercării s-au realizat standuri de monitorare specializate ca, de exemplu, cel de măsurare continuă a microîntreruperilor aparatelor de comutație în domeniul 1 ms — 10 s pe 36 de canale.

3. Prelucrarea datelor și rezultatelor

Gama funcțiilor de excitație generate cu ajutorul calculatorului este de la sinus continuu pînă la semnal aleator creat pe baza unui spectru de răspuns.

Pentru obținerea unora din aceste funcții sînt necesare prelucrări speciale. În cele mai multe cazuri se cere ca mișcarea rezultată să aibă un spectru de răspuns care să acopere un spectru dat. Aceasta implică un proces iterativ de obținere a funcției dorite și de determinare a funcției de transfer a sistemului masă vibrantă-produs, astfel încît încercarea propriu-zisă să îndeplinească condițiile impuse (figura 4).

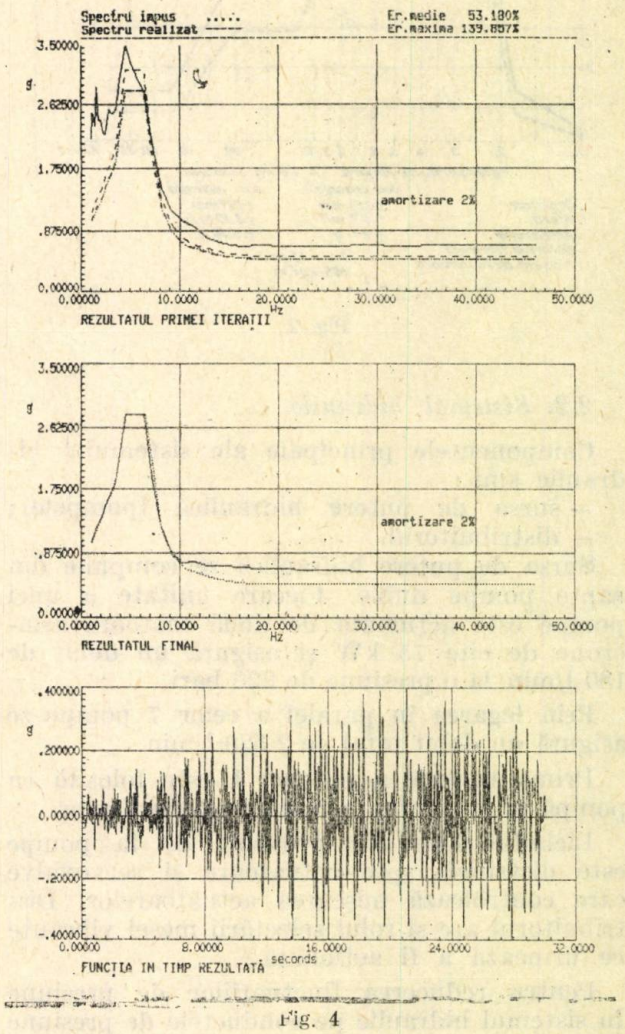


Fig. 4

În timpul încercării, toți parametrii mișcării pot fi urmăriți prin selecție, cu un osciloscop cu 4 canale. Funcții în frecvență ale mișcării (densitate autospectrală, funcție de transfer, coerență etc.), precum și prelucrări în frecvență

ale unor semnale culese de pe produs pot fi urmărite cu un analizor spectral cu două canale. Această metodă este folosită de asemenea la calibrarea instalației.

Datele achiziționate se prelucrează în funcție de tipul încercării și de cerințele ei. Posibilitățile de prelucrare sînt multiple și pot fi extinse. Cîteva dintre ele sînt: analiză în frecvență folosind algoritmul rapid de calcul al transformatei Fourier, calcul de spectre de răspuns la diferite amortizări, analiză modală etc.

Rezultatele obținute în timp real, sau după prelucrări off-line, se vizualizează grafic sau numeric pe ecranul terminalului conectat la calculator sau pe imprimanta grafică.

4. Concluzii

Importanța funcționării în condiții de siguranță și la parametrii proiectați a echipamentelor electrotehnice a determinat necesitatea calificării la seism.

În ICPE este în funcțiune o instalație de încercări seismice care permite calificarea unei largi varietăți de produse: electrice, electronice, de automatizare, mecanice, electrohidraulice, electropneumatice etc.

Instalația, realizată în special pentru încercarea produselor electrotehnice destinate centralelor nuclearo-electrice, este deosebit de utilă și pentru produse specifice altor domenii ca, de exemplu, centrale clasice, obiective industriale de importanță, instalații ce trebuie să funcționeze în condiții de siguranță, transporturi etc.

Instalația corespunde cerințelor oricărui standard de circulație internațională, ca de exemplu: IEEE, GOST, VDE, CEI, CSA, BS.

ICPE poate elabora, la cererea beneficiarului, proceduri de calificări seismice, corespunzătoare specificațiilor tehnice ale acestora.

Autorii mulțumesc pe această cale tuturor celor care au contribuit la realizarea instalației și în mod deosebit:

— dr. ing. Florin Tănăsescu — Director ICPE;

— dr. ing. Petre Rotileanu — șef secție CITPIE;

— ing. Nicolae State — șef serviciu MIEt.

Bibliografie

[1] IEEE Std 323—1978, Qualifying of Class Equipment for Nuclear Power Generating Stations.

[2] IEEE Std 344—1975. Recommended Practices for Seismic Qualification of Class 1E Equipment for Nuclear Power Generating Stations.

[3] CSA Std N289.4. Testing Procedures for Seismic Qualification of CANDU Nuclear Power Plants.

[4] UTE C20—420/1978. Guide pour les essais de tenue des materiels aux séismos.

[5] *Russell, E., Allen.* Member IEEE, William P, Robinson Jr. — Senior Member IEEE. Seismic Considerations in the Electrical Design of Nuclear Power Generating Stations. IEEE Tr. on PAS nr. 1/1973.

[6] *Heidebrecht, A. C.*, and *Tso, W. K.* Seismic qualification of equipment. A technical report prepared for the atomic energy control board Ottawa, Canada — March 1983.

[7] *Kana, D. D., Pomerening, D. J.*, and *Simonis, I. C.* Recent Research on Metodology for Seismic Qualification of Nuclear Power Plant Equipment.

CZ 002:621.3

SISTEM DE DOCUMENTARE ELECTROTEHNICĂ ARIEL — ICPE

Sistemul de documentare automată „ARIEL-ICPE„. Baza de date și studiul statistic al vocabularului

EUGENIU TOMA, IOAN POPESCU* — BUCUREȘTI

Introducere

În contextul actual al revoluției tehnico-științifice, cu puternice implicații asupra lărgirii, diversificării, întrepătrunderii domeniilor activității umane, explozia informațională continuă să pună spre rezolvare noi probleme specifice. Ritmul viu în care evoluează știința și tehnica, viteza cu care se transpun în practică rezultatele cercetării au impus crearea de sisteme de informare operative, al căror scop este acela de a pune la dispoziția specialiștilor din cercetare și producție mijloace de documentare cît mai eficiente și de ținere la curent cu cele mai noi cuceriri din domeniu. Calculatoarele electronice oferă mijlocul rapid și eficient pentru prelucrarea, înmagazinarea și regăsirea materialului informațional, în particular al informațiilor tehnico-științifice.

În acest sens, ICPE-București s-a orientat încă din 1974 spre adoptarea documentării automate ca metodă rapidă de obținere a listelor bibliografice solicitate de cercetătorii din ramura electrotehnicii și domeniile conexe.

* Dr. fiz. *Toma, E.*, ing. *Popescu, I.* — Institutul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Electrotehnică (ICPE) — București.

S-a proiectat, în acest scop, un sistem de documentare automată pe sistemul de calcul ICL 1902A, sistemul denumit ARIEL-ICPE (Automatizarea Regăsirii Informaţiilor în Electrotehnică), conceput să deservească beneficiarii din unităţi de proiectare şi cercetare, instituţii de învăţămînt superior, întreprinderi.

1. Funcţiile şi structura sistemului de documentare automată ARIEL-ICPE

Prelucrarea informaţiilor în sistemul ARIEL-ICPE se realizează prin utilizarea indexării coordonate, care constă în reducerea conţinutului unui document la un ansamblu de noţiuni caracteristice, noţiuni care pot fi reprezentate prin cuvinte sau sintagme. Cuvintele din limbajul natural au fost transformate, concentrate şi uniformizate într-un limbaj convenţional, limbajul de indexare, reprezentat prin vocabularul controlat de termeni pentru electrotehnică. Acesta utilizează în prezent aproximativ 10 200 de cuvinte-cheie, structurate pe 23 de domenii tematice (01 — Termeni generali; 02 — Noţiuni de bază în electrotehnică; 03 — Maşini şi transformatoare electrice; 04 — Aparate de joasă şi înaltă tensiune etc.). La subdiviziunile tematice ale domeniului de bază — electrotehnica — se adaugă domenii conexe: electronică, energetică, telecomunicaţii, electroacustică, precum şi fizică, chimie, probleme de protecţie a suprafeţelor şi coroziune, matematică, informatică, transporturi şi ştiinţe economice.

Datele de intrare ale sistemului sînt reprezentate de informaţiile tehnico-ştiinţifice conţinute în documentele primare (cărţi, articole de reviste, teze de doctorat, prospecte, documentaţii diverse). Folosind vocabularul controlat pentru electrotehnică şi domenii conexe, documentele primare au fost supuse, după o selecţie prealabilă, operaţiei de indexare intelectuală; fiecărui document i se asociază o fişă de analiză bibliografică cuprinzînd: numele autorilor; titlul documentului (în original şi tradus); anul apariţiei; editura (pentru cărţi) sau titlul colecţiei (pentru reviste); numărul de pagini, trimiteri bibliografice, tabele şi figuri; număr de inventar sau cota (pentru cărţi); un scurt rezumat: cuvintele-cheie din vocabularul controlat. Acestea sînt alese în aşa fel încît să caracterizeze într-un mod cît mai complet şi corect conţinutul documentului.

Funcţia de bază a sistemului de documentare ARIEL-ICPE este reprezentată de regăsirea informaţiilor tehnico-ştiinţifice, realizată pe baza a două criterii:

— criterii tematice, care precizează domeniul tematic, căruia i se adresează cererea de informare;

— criterii privind datele bibliografice, ce caracterizează informaţiile documentare, înmagazinate conform opţiunilor şi preferinţelor beneficiarilor.

Principalul dezavantaj al sistemului proiectat şi realizat în acea perioadă, interogarea pe principiul secvenţial de căutare în bazele de date, făcea ca timpul de răspuns să fie destul de mare.

O nouă etapă de evoluţie a sistemului de documentare automată ARIEL-ICPE a fost marcată prin trecerea,în anul 1983, a bazelor de date documentare pe sistemele de calcul de producţie românească din gama FELIX C-512/1024, avîndu-se în vedere atît eliminarea principalului dezavantaj din vechiul sistem, interogarea pe baza căutării secvenţiale, cît şi îmbunătăţirea calitativă a interogărilor. Aceste deziderate au putut fi realizate în primul rînd prin intermediul pachetului de programe MISTRAL (Mémorisation d'Information, Sélection, Traitement et Recherche Automatique), pachet specializat în gestiunea şi manipularea masivelor de date documentare, iar în al doilea rînd şi prin îmbunătăţirea calitativă a interogărilor, limbajul de interogare cu vocabular controlat fuzionînd într-un pseudotezaur, în care s-au evidenţiat în totalitate legăturile de tip sinonimic şi parţial, pentru anumite grupe tematice, legăturile de tip generic şi specific, pachetul MISTRAL putînd gestiona sisteme documentare cu pînă la 10 tezaure [1, 2].

Selecţia documentelor se realizează în mai multe etape şi foloseşte accesul direct la informaţii folosind principiul fişierului inversat. În formularea cererilor de interogare sînt folosiţi atît operatorii booleeni clasici, de tip ŞI, SAU, FĂRĂ, în manieră serială sau arborescentă, precum şi o serie de operatori specifici, care sînt folosiţi ca filtru pentru o selecţie mai fină:

— operatorii *RCH* şi *ABS* de căutare asupra şirurilor de caractere de lungime cuprinsă între 1 şi 240;

— operatorul de distanţă *DST*, care cere ca pentru distanţa între două cuvinte date ale unui cîmp să fie verificate anumite restricţii, distanţa numerică exprimîndu-se prin numărul de cuvinte care există între cei doi termeni ce alcătuiesc criteriul;

— operatorul de trunchiere, care are ca efect înlocuirea cuvîntului trunchiat prin mulţimea termenilor care posedă aceeaşi rădăcină etc.

2. Serviciile oferite de sistemul de documentare automată ARIEL-ICPE

Sistemul ARIEL-ICPE permite obţinerea de răspunsuri din tot stocul documentar prezent la un moment dat, sau dintr-o parte importantă a lui, ca urmare a întrebărilor formulate de utilizator pentru domeniul care-l interesează — *cercetare retrospectivă* — sau numai dintr-o colecţie foarte redusă, formată din documentele

nou apărute; în acest ultim caz este vorba de întrebările permanente ale utilizatorului care doreşte să fie ţinut la curent cu noile publicaţii apărute în domeniul preocupărilor sale, adică din profilul său. Utilizatorul primeşte regulat numai informaţii asupra documentelor susceptibile să-l intereseze şi nu mulţimea completă a noilor apariţii — *difuzare selectivă*. Aceasta poate înlocui în mare parte difuzarea unui buletin de semnalări care, adresîndu-se tuturor, este lipsit de supleţea de a se adapta cazurilor particulare [3].

În prezent, sistemul de documentare automată ARIEL-ICPE dispune de un masiv documentar care numără peste 260 000 de documente existente în biblioteca tehnică ICPE şi în biblioteci din Bucureşti (BCU, BCS, INID, ICEFIZ etc.), subîmpărţit în masivul de cărţi, documentaţii diverse şi articole de reviste, acestea din urmă ordonate pe ani de apariţie. Bazele de date ale masivului, distribuite pe 12 pachete de discuri, pot fi interogate batch sau conversaţional de la terminale cuplate pe linii sincrone sau asincrone (fig. 1).

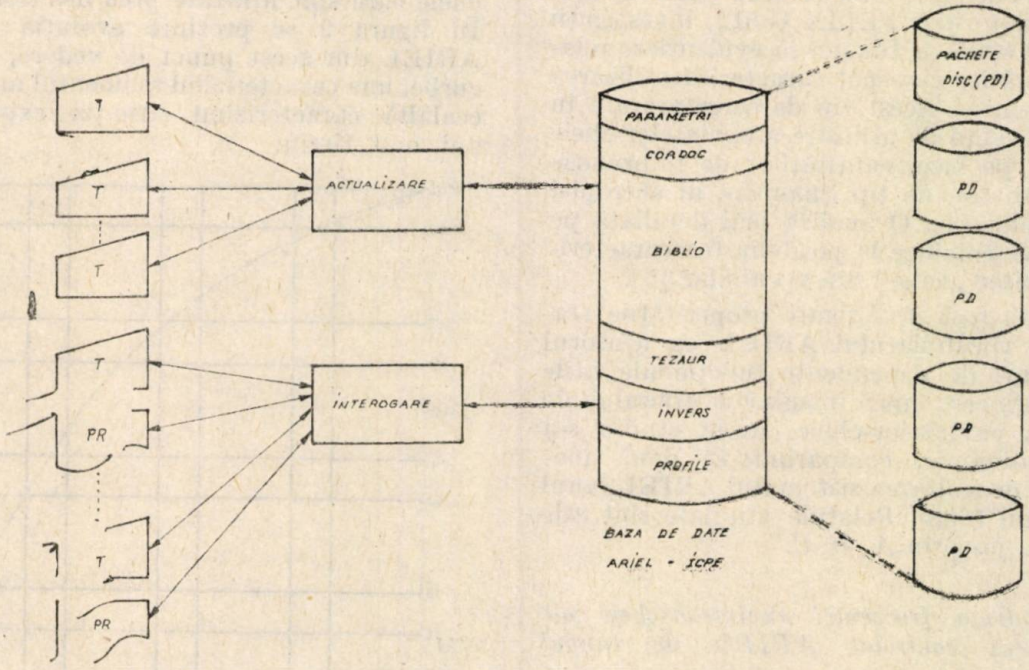


Fig. 1. Bazele de date ARIEL-ICPE (CORDOC = corespondenţa document, BIBLIO = fişierul bibliotecă, TEZAUR = fişier vocabular controlat, INVERS = fişierul inversat, PROFILE = fişierul pe profile, T = Terminale; PR = imprimantă).

O întrebare adresată fondului documentar gestionat de pachetul MISTRAL are trei părţi principale:

1 — partea de identificare care face distincţia între întrebări; în general această parte este formată din numele celui care formulează întrebarea, eventual o parolă şi un comentariu;

2 — partea de selectare propriu-zisă — subdivizată în două părţi:

a — selectarea primară — care utilizează numai cîmpurile dotate cu fişier inversat şi tezaur sau indexate automat; orice întrebare trebuie să aibă cel puţin un criteriu primar;

b — selectarea secundară — care se adresează oricărui cîmp, indiferent de faptul că acesta are sau nu tezaur.

O întrebare poate avea mai multe criteri primare şi/sau secundare ce pot fi combinate între ele prin operatorii ŞI, SAU, FĂRĂ în cadrul recapitulărilor.

3 — partea de editare a rezultatelor întrebării — permite alegerea cîmpurilor de editat şi ordinea lor, limitarea numărului maxim de documente editate, aşezarea unui singur document în pagină.

Iată cîteva exemple de interogări în care sînt prezente doar criteriile primare:

— Redresoare şi invertoare de medie tensiune (Redresoare **SAU** Invertoare) **ŞI** Tensiune medie).
Numărul de răspunsuri obţinute: 86.

— Motoare sincrone cu magneţi permanenţi: ((Motor sincron **SAU** Motor) **ŞI** (Magneţi permanenţi **SAU** Material electrotehnic)).
Numărul de răspunsuri obţinute: 51.

— Proiectarea automată a motoarelor asincrone
((Proiectare automată **SAU** (Algoritm **ŞI** Calculator)) **ŞI** Motor asincron).
Numărul de răspunsuri obţinute: 32.

— Roboţi industriali (documente cu data de apariţie după 01.06.1987):
Roboţi industriali.
Numărul de răspunsuri obţinute: 482.

Principalul dezavantaj al sistemelor de documentare implementate prin pachetul MISTRAL

este acela că bazele de date existente sînt divizate pe mai multe pachete de discuri, sub formă de fişiere independente, neputînd fi interogate simultan. Perspectiva imediată de evoluţie a sistemului ARIEL-ICPE este reprezentată de trecerea pe calculatoarele mari din gama ESER, care lucrează cu VS (Virtual Storage), şi care, în afara eliminării dezavantajului mai sus-menţionat, permite încorporarea, alături de programele pachetului AIDOS/VS, pachet de gestiune a bazelor de date de tip documentar, a unor rutine utilizator, care pot îngloba programe de tip procesoare de limbaje naturale, un astfel de procesor fiind foarte util mai ales în faza de interogare (sistemele de acest tip au fost concepute şi realizate în principal pentru specialişti neinformaticieni).

3. Studiul statistic al vocabularului sistemului ARIEL-ICPE

În ceea ce priveşte eficienţa indexării documentelor, cu ajutorul cuvintelor-cheie, ale vocabularului controlat, s-au efectuat, tot cu ajutorul calculatorului FELIX C-512, investigaţii cu caracter statistic tinzînd să evidenţieze relaţiile matematice care pot caracteriza utilizarea cuvintelor-cheie. Acest tip de cercetare are în vedere frecvenţa de utilizare a cuvintelor-cheie şi calculul pe baza cantităţilor de informaţie corespunzătoare, de tip Shannon, al entropiei vocabularului [4]. O analiză mai detaliată pe această cale conduce la posibilitatea caracterizării anumitor „zone" din vocabular [5].

Astfel, au fost investigate proprietăţile statistice ale vocabularului ARIEL cu ajutorul a trei tipuri de dependenţe funcţionale utile pentru obţinerea unei imagini a gradului de utilizare a cuvintelor-cheie. Acest studiu s-a executat dinamic, comparîndu-se două momente din dezvoltarea sistemului ARIEL (anul 1985 şi anul 1988). Relaţiile studiate sînt cele notate mai jos prin A, B, C.

A. Dependenţa frecvenţei cuvintelor-cheie ale vocabularului controlat ARIEL de rangul acestora

Frecvenţa unui anumit cuvînt-cheie (f_r) arată de cîte ori a fost utilizat acesta în indexarea (caracterizarea) documentelor ce formează masivul documentar înregistrat în sistem. Rangul (r) al unui cuvînt-cheie este numărul său de ordine în înşiruirea descrescătoare a frecvenţelor de utilizare. Astfel, cuvîntul-cheie cu frecvenţa maximă are rangul $r = 1$, iar frecvenţa maximă se va nota cu f_1. Un număr mare de ranguri corespunde cuvintelor-cheie cu frecvenţa minimă (de obicei egală cu 1). Se notează cu N numărul total al cuvintelor-cheie din vocabular, care este şi numărul total al rangurilor.

Pe calculator se obţine lista cuvintelor-cheie împreună cu valorile frecvenţei de utilizare a fiecărui cuvînt-cheie, în ordinea descresctoare a frecvenţei, adică în ordinea crescătoare a rangurilor.

Se calculează, totodată, doi parametri derivaţi: suma totală a frecvenţelor, notată cu $G\left(=\sum_1^N f_r\right)$ şi frecvenţa medie a vocabularului $\bar{f}\,(=G/N)$, adică gradul de utilizare în medie a cuvintelor-cheie din vocabular.

Reprezentarea grafică a dependenţei frecvenţă-rang se face, de obicei, în coordonate logaritmice (cu lg f_r în ordonată şi lg r în abscisă), iar curba rezultată are, în general, aspectul unui arc de elipsă, avînd valoarea maximă pe ordonată egală cu f_1 şi valoarea maximă pe abscisă egală cu N (numărul total de cuvinte-cheie ale vocabularului). Într-o reprezentare semi-logaritmică (lg f_r în funcţie de r), curba are aspectul unui arc de hiperbolă.

Această primă dependenţă funcţională (frecvenţă-rang) serveşte la identificarea cuvintelor-cheie care sînt utilizate prea des sau prea rar. În figura 2 se prezintă evoluţia sistemului ARIEL din acest punct de vedere, prin două curbe, una caracterizînd momentul anului 1985, cealaltă caracterizînd situaţia existentă trei ani mai tîrziu.

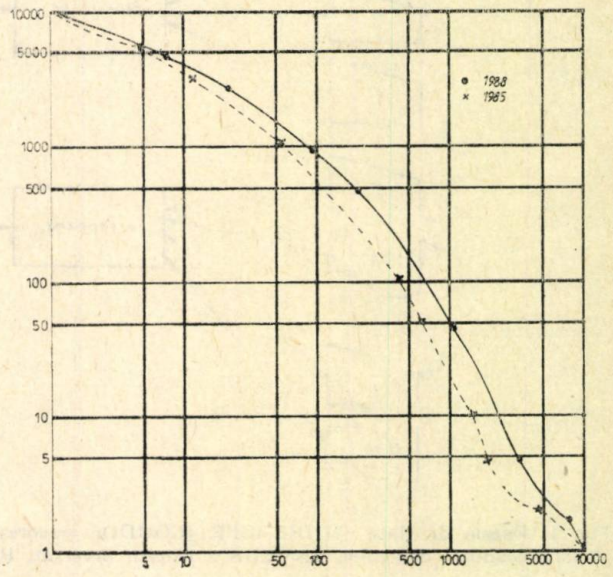


Fig. 2. Dependenţa frecvenţă-rang la vocabularul ARIEL-ICPE. Curbe normate pentru compararea anilor 1985 şi 1988.

B. Dependenţa cantităţii de informaţie cumulată, de rangul r al cuvintelor-cheie

Parametrii necesari pentru calcul sînt următorii:

p_r — probabilitatea de utilizare a cuvîntului-cheie de rang r, care este frecvenţa cuvîntului-cheie împărţită cu suma totală a frecvenţelor, $p_r = f_r/G$;

i_r — informaţia elementară tip Shannon furnizată de cuvîntul-cheie de rang r, definită prin $i_r = -p_r \cdot ld\ p_r$, unde ld este logaritmul în baza 2;

I_r — cantitatea de informaţie cumulată pînă la rangul r, $I_r = \sum_1^r i_r$. Valoarea sumei pînă la ultimul rang $r = N$ este egală cu entropia reală a vocabularului, $H_1 \left(= \sum_1^N i_r\right)$, în timp ce entropia maximă din punct de vedere teoretic se defineşte ca $H_0 = ld\ N$. Entropia se poate obţine în unităţi bit/cuvînt-cheie, însă numai raportul H_1/H_0 este semnificativ.

Lista obţinută a valorilor cantităţilor de informaţie cumulată I_r, în funcţie de rangurile dispuse în ordinea lor crescătoare, permite reprezentarea grafică directă, cu I_r în ordonată şi r în abscisă, curba atingînd valorile maxime $I_N = H_1$ în ordonată şi N în abscisă. Acest tip de reprezentare evidenţiează acumularea cantităţii de informaţie cu parcurgerea vocabularului în ordinea crescătoare a rangului.

În figura 3 se prezintă evoluţia sistemului ARIEL din acest punct de vedere, cele două curbe „fotografiind" situaţia în anul 1985 şi pe cea existentă trei ani mai tîrziu.

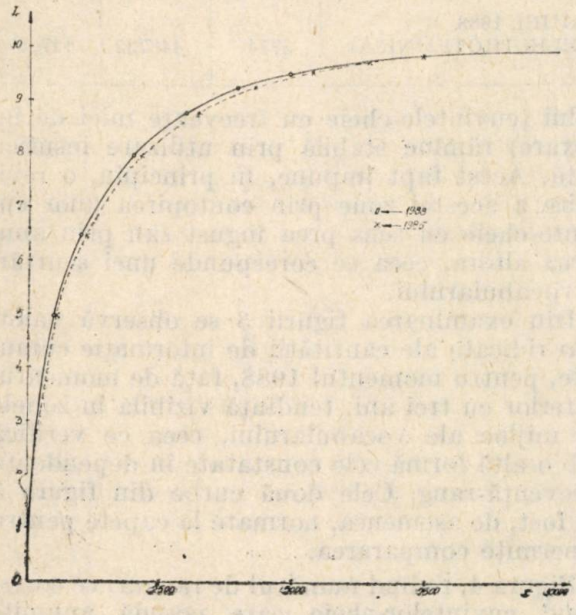


Fig. 3. Variaţia cantităţii de informaţie cumulată de cuvintele-cheie în funcţie de rang. Curbe normate pentru compararea anilor 1985 şi 1988.

C. Dependenţa rangurilor grupate corespunzător valorii cantităţii elementare de informaţie a cuvintelor-cheie. Acesta este un test necesar studierii vocabularului, pe zone, pentru o mai exactă evaluare a abaterilor valorilor cantităţii de informaţie purtată de cuvintele-cheie. Alegînd intervale egale de valori i_r (de exemplu, luînd ca unitate $i_r = 2.10^{-3}$) se realizează o scară de intervale în i_r, fiecărui interval corespunzîndu-i o „zonă" de ranguri din vocabular; numărul acestor ranguri ($\sum r$) este foarte mare la valori i_r mici (adică la frecvenţe de utilizare mici ale cuvintelor-cheie) şi mic la valori informaţionale mari (la rangurile mici, cu valori mari ale frecvenţei). Reprezentarea grafică a grupurilor de ranguri se realizează în valori relative $\sum r$, raportate la numărul total de cuvinte-cheie ale vocabularului $\sum r/N$ şi, pentru uşurinţă, valorile rezultate se reprezintă procentual pe o scară logaritmică, în ordonată. Valorile cantităţilor de informaţie i_r au fost reprezentate în abscisă din 2.10^{-3} în 2.10^{-3} unităţi (bit/cuvînt-cheie).

În figura 4 s-a reprezentat dependenţa rangurilor grupate astfel în funcţie de cantitatea

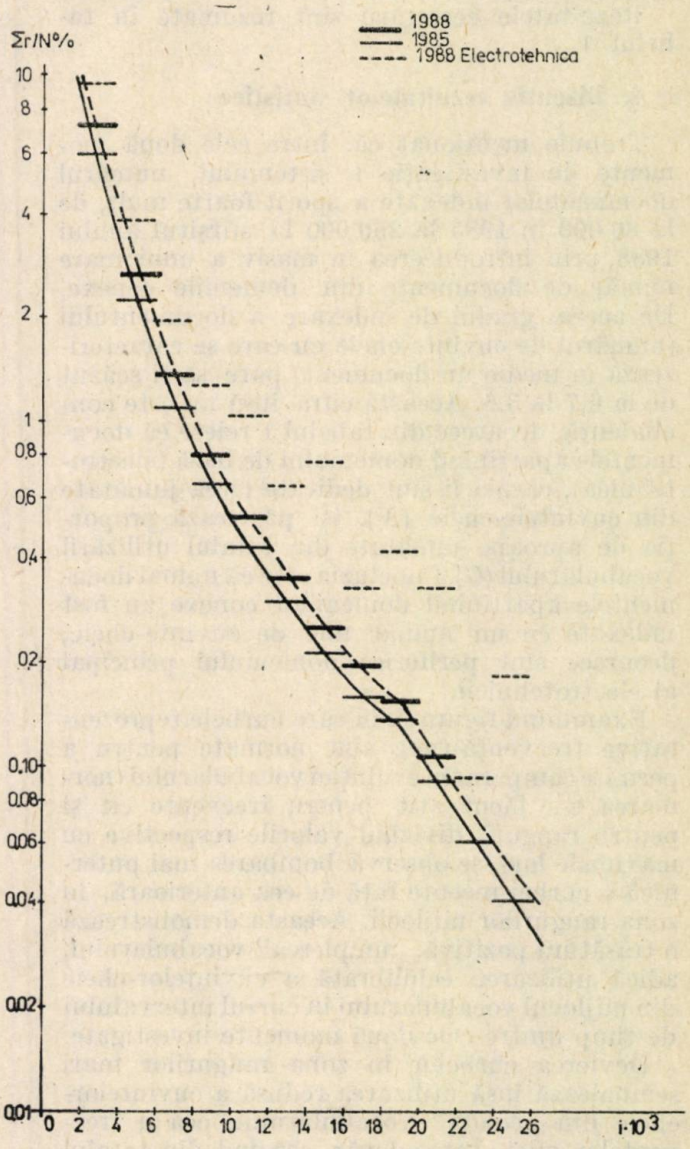


Fig. 4. Reprezentarea numărului de ranguri relativ în funcţie de valoarea informaţiei elementare a cuvintelor-cheie a vocabularului ARIEL-ICPE. Comparaţie între anii 1985 şi 1988. Se prezintă şi valorile subansamblului „Electrotehnica" din 1988.

Tabelul 1

	N Număr total de cuvinte-cheie utilizate	G Suma frecvențelor cuvintelor-cheie	f Frecvența medie/cuvînt-cheie	H_1 Entropia reală	H_0 Entropia maximă
ARIEL 1985	9434	534145	57	10,75	13,20
ARIEL 1988	10234	947373	92	10,86	13,32
ARIEL 1988 (ELECTROTEHNICA)	4536	444832	98	9,66	12,15

de informație pentru cele două momente cînd sistemul ARIEL a fost investigat și, de asemenea, pentru principalul subansamblu al vocabularului dedicat domeniului propriu-zis al electrotehnicii.

Rezultatele cercetării sînt rezumate în tabelul 1.

4. Discuția rezultatelor statistice

Trebuie menționat că, între cele două momente de investigație a sistemului, numărul documentelor indexate a sporit foarte mult, de la 80 000 în 1985 la 260 000 la sfîrșitul anului 1988, prin introducerea în masiv a unui mare număr de documente din domeniile conexe. De aceea, gradul de indexare a documentului (numărul de cuvinte-cheie cu care se caracterizează în medie un document) pare să fi scăzut de la 6,7 la 3,6. Această cifră însă nu este concludentă, deoarece din tabelul 1 reiese că documentele aparținînd domeniului de bază (electrotehnica), căruia îi sînt dedicate circa jumătate din cuvintele-cheie (N), își păstrează proporția de aproape jumătate din totalul utilizării vocabularului (G). Concluzia este că numai documentele aparținînd domeniilor conexe au fost indexate cu un număr mic de cuvinte-cheie, deoarece sînt periferice domeniului principal al electrotehnicii.

Examinînd figura 2, în care curbele reprezentative frecvență-rang sînt normate pentru a permite compararea evoluției vocabularului (normarea s-a făcut atît pentru frecvențe cît și pentru ranguri, divizînd valorile respective cu maximele lor), se observă bombarea mai puternică a curbei recente față de cea anterioară, în zona rangurilor mijlocii. Aceasta demonstrează o trăsătură pozitivă, „umplerea" vocabularului, adică utilizarea echilibrată a cuvintelor-cheie din mijlocul vocabularului în cursul intervalului de timp dintre cele două momente investigate.

Devierea curbelor în zona rangurilor mari semnalează însă utilizarea redusă a cuvintelor-cheie din „coada" vocabularului, cea a frecvențelor mici. Într-adevăr, scăzînd din totalul cuvintelor-cheie pe cele mai puțin semnificative, utilizate numai o dată sau de două ori în decursul vieții sistemului, se obține situația din tabelul 2.

Comparînd cu valorile din tabelul 1, se constată că, proporțiile de utilizare a cuvintelor-cheie (raporturile valorilor medii $\bar{f}$ dintre anii 1988 și 1985 sau între domeniul electrotehnicii și întregul masiv în 1988) rămîn aceleași, ceea ce atestă că zona finală a vocabula-

Tabelul 2

	N′	G′	$\bar{f}'$
ARIEL 1985	7396	531265	71,8
ARIEL 1988	8567	944968	110,3
ARIEL 1988 (ELECTROTEHNICA)	3774	443732	117,6

rului (cuvintele-cheie cu frecvențe mici de indexare) rămîne stabilă prin utilizare insuficientă. Acest fapt impune, în principiu, o revizuire a acestei zone prin contopirea unor cuvinte-cheie cu sens prea îngust sau prin anularea altora, ceea ce corespunde unei scurtări a vocabularului.

Din examinarea figurii 3 se observă valori mai ridicate ale cantității de informație cumulate, pentru momentul 1988, față de momentul anterior cu trei ani, tendință vizibilă în zonele de mijloc ale vocabularului, ceea ce verifică sub o altă formă cele constatate în dependența frecvență-rang. Cele două curbe din figura 3 au fost, de asemenea, normate la capete pentru a permite compararea.

Figura 4, redînd numărul de ranguri ce corespund cuvintelor-cheie care posedă anumite cantități de informație elementară i_r, dispuse pe o scară convenabilă de valori, ilustrează distribuția valorii informative a cuvintelor-cheie de-a lungul zonelor vocabularului. În ordonată se găsesc valorile procentuale ale numărului rangurilor cuvintelor-cheie care au valori i_r, situate în intervalele: $0-2.10^{-3}$, $2.10^{-3}-4.10^{-3}$ etc. Această sumă parțială $\sum r$ este raportată la numărul total de cuvinte-cheie N (care coincide cu numărul total al rangurilor) și reprezentată pe o scară logaritmică. În abscisă, sînt reprezentate valorile

cantității de informație elementare i în unitățile alese, de 2.10^{-3} bit/cuvînt-cheie. De exemplu, pentru vocabularul ARIEL în 1988, valorii $i_r = 2.10^{-3}$ îi corespunde rangul $r = 1\,202$, iar valorii $i_r = 4.10^{-3}$ îi corespunde rangul $r = 589$, adică intervalului $2.10^{-3} < i_r < 4.10^{-3}$ îi corespund $1\,202 - 589 = 613$ ranguri din vocabular; în acest caz, valoarea procentuală este $r/N = 613/10234 \simeq 6\%$.

Se constată că numărul de ranguri subîntins de un interval Δi scade pe măsură ce valoarea cantității de informație elementară crește și, de aceea, capătul curbei din partea dreaptă a figurii nu mai poate fi reprezentat exact. În schimb, valorilor foarte mici $0 < i_r < 2.10^{-3}$ le corespunde un număr de ranguri foarte mare, care, în valoare procentuală, este de peste 80% și punctul reprezentativ iese afară din figură; este un efect al „cozii" prea lungi a vocabularului.

În figura 4 sînt reprezentate cele două momente: anul 1985, în care se remarcă o discontinuitate a curbei cu schimbare de pantă la $i_r \simeq 20.10^{-3}$ (care corespunde rangului $r = 50$) și anul 1988, unde curba prezintă discontinuitatea în același punct. Suplimentar, s-a reprezentat și situația subdomeniului electrotehnicii din 1988, în a cărui comportare se constată fluctuații ale valorilor informative ale cuvintelor cheie din zona primelor 150 de ranguri.

Concluzia este că la vocabularul ARIEL-ICPE se confirmă menținerea unei zone extinse de cuvinte-cheie cu valori informative reduse, dar și o intensă utilizare a primelor 50 de cuvinte-cheie din vocabular (cu frecvențele cele mai mari). În ceea ce privește fluctuațiile constatate la primele 150 de cuvinte-cheie din lista parțială a domeniului electrotehnicii, acestea se datorează faptului că termenii cu caracter general sînt utilizați și în domeniile conexe; este de prevăzut că acest dezechilibru aparent se va atenua pe măsura indexării de noi și noi documente. Examenul echilibrului informativ al vocabularului pe baza unei reprezentări pe grupuri de ranguri oferă o indicație orientativă. Astfel, în cazul sistemului ARIEL, primele circa 50 de cuvinte-cheie, cu frecvențe mari de utilizare, pot fi examinate din punctul de vedere al semnificației lor; de regulă, termenii prea generali sînt înlocuiți prin mai multe cuvinte-cheie avînd semnificații mai concrete [6].

5. Concluzii

Abordarea sistemului ARIEL-ICPE prin estimarea cantității de informație oferă elemente de diagnostic al vocabularului formalizat folosit și al eficienței indexării. Prin dimensiunea remarcabilă a masivului documentar și pertinența răspunsurilor, acest sistem automat de documentare tinde să devină un element prototip pentru sistemele de interogare specializate din țara noastră, utilitatea sa fiind recunoscută de beneficiarii din electrotehnică și domeniile conexe acesteia.

Autorii aduc mulțumiri tovarășului dr. ing. Florin Teodor Tănăsescu, director la ICPE, care a pus bazele sistemului documentar ARIEL, pentru sprijinul acordat în efectuarea acestei lucrări.

Bibliografie

[1] * * * CII — Mistral — Manual de prezentare, 1973.

[2] * * * CII — Mistral — Manual de utilizare, 1973.

[3] *Popescu, I.* ARIEL-ICPE — Manual de utilizare, operare și exploatare, V **3**, 1—1985.

[4] *Shannon, C. E.* Prediction and entropy in printed English, In: Bell Syst. Techn. J., nr. 30, 1951, p. 50—64.

[5] *Toma, E.* The structure of the EURATOM-thesaurus. In: J. Documentation, **27**, nr. 4, 1971, p. 267—272.

[6] *Toma, E.* Studiul statistic al structurii tezaurelor; diagnostic comparativ. In: St. cercet. docum., nr. 3, 1972, p. 217—229.

CZ 530.34 : 534.64

Calculul înfășurărilor executate din conductoare elementare pline, transpuse

CHARLOTTE SCHUCH, KARIN DEKER, DORIS HUHN, EMILIA BERINDE, TOMA DORDEA* — TIMIȘOARA

Introducere

În general, mașinile electrice medii și mari de curent alternativ au înfășurările statorice în bare, executate din conductoare elementare transpuse, cunoscute sub denumirea de bare Roebel. La răcirea indirectă a mașinii conductoarele elementare sînt pline și toate au secțiunile transversale cu aceleași dimensiuni geometrice.

Dimensionarea acestor bare se face prin încercări, urmărindu-se ca la aceleași pierderi principale, pierderile suplimentare, cauzate de efectul pelicular, să fie cît mai mici.

Există posibilitatea ca, la o crestătură dată, să se determine direct structura barei Roebel, astfel încît pierderile totale în bară prin efect electrocaloric să fie minime, ceea ce constituie optimizarea barei, fapt ce se expune în cele ce urmează.

1. Tratare

Înfășurările mașinilor electrice de curent alternativ se execută sub două forme constructive : înfășurări într-un singur strat și înfășurări în două straturi. La înfășurările într-un singur strat, avînd o singură bară într-o crestătură, curenții electrici ai conductoarelor elementare dintr-o crestătură sînt egali între ei și au aceeași fază. La înfășurările în două straturi, în general, există crestături în care cele două laturi aparțin la faze diferite. Dacă scurtarea pasului bobinelor este mai mică decît $\tau/3$, τ fiind pasul polar, există crestături în care ambele bare din crestătură aparțin aceleeași faze, ca urmare, curenții din conductoarele elementare sînt sinfazici și solicitarea termică a crestăturii este maximă, situație pentru care trebuie dimensionată înfășurarea.

1.1. Înfășurare într-un singur strat

O crestătură dreptunghiulară cu o bară Roebel pentru o înfășurare într-un strat este dată în figura 1, unde, notațiile au semnificațiile :

h — partea din adîncimea crestăturii, disponibilă pentru conductoarele elementare izolate ;

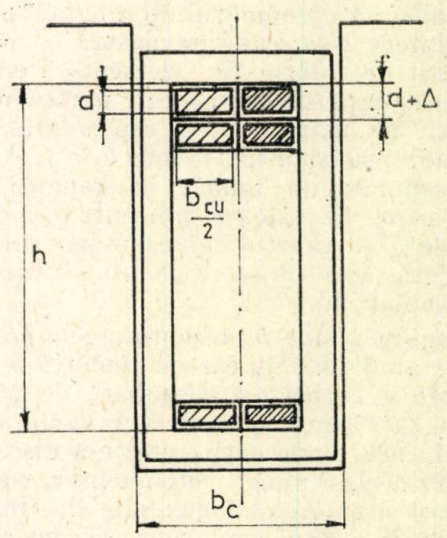


Fig. 1

b_c — lățimea crestăturii ;

d — grosimea unui conductor elementar ;

Δ — izolația de ambele părți ale unui conductor elementar ;

b_{cu} — partea din lățimea crestăturii ocupată de conductoarele elementare neizolate.

La acestea se mai adaugă încă :

m — numărul de conductoare elementare suprapuse în crestătură ;

l — partea din lungimea unui conductor afectată de efectul pelicular, cauzat de cîmpul transversal din crestătură ;

l_s — partea din lungimea unui conductor, neafectată de efectul pelicular ;

$$\lambda = l_s/l ;$$

ρ — rezistivitatea electrică a materialului conductor din crestătură.

Dacă ar exista un singur conductor cu dimensiunile secțiunii transversale h și b_{cu} și lungime egală cu $l + l_s$ a barei, atunci rezistența în curent continuu a acelui conductor este :

$$R_{00} = (1 + \lambda)\frac{l\rho}{hb_{cu}} . \qquad (1)$$

Bara Roebel din figura 1 are rezistența electrică în curent continuu :

$$R_0 = (1 + \lambda)\frac{l \cdot \rho}{m \cdot d \cdot b_{cu}} = R_{00}\frac{h}{m \cdot d} , \qquad (2)$$

* Autorii sînt cadre didactice la Institutul Politehnic Timișoara.

iar în curent alternativ :

$$R_a = R_{00} \frac{h}{md\,(1+\lambda)}(\lambda + k_r), \qquad (3)$$

unde k_r este factorul de modificare a rezistenței în curent alternativ :

$$k_r = \varphi(\xi) + \frac{m^2-1}{3}\psi(\xi),$$

$$\xi = d\sqrt{\frac{\mu\omega}{2\rho}\frac{b_{cu}}{b_c}},$$

$$\varphi(\xi) = \xi\frac{\mathrm{sh}2\xi+\sin 2\xi}{\mathrm{ch}2\xi-\cos 2\xi}, \qquad (4)$$

$$\psi(\xi) = 2\xi\frac{\mathrm{sh}\xi-\sin\xi}{\mathrm{ch}\xi+\cos\xi},$$

unde :

μ este permeabilitatea magnetică a materialului conductor ;

$\omega = 2\pi f$ — pulsația curentului alternativ care parcurge bara.

Cu notațiile :

$$x = \frac{d}{\Delta}; \quad \gamma = \Delta\sqrt{\frac{\mu\omega}{2\rho}\frac{b_{cu}}{b_c}}; \qquad (5)$$

$$m = \frac{h}{d+\Delta} = \frac{h}{\Delta}\frac{1}{1+x},$$

se obține :

$$\xi = \gamma x. \qquad (6)$$

Cu acestea (3) devine :

$$\frac{R_a}{R_{00}} = \frac{1}{1+\lambda}\frac{1+x}{x}\left\{\lambda + \xi\,\varphi(\xi) + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{3}\left[\left(\frac{h}{\Delta}\right)^2\frac{1}{(1+x)^2} - 1\right]\psi(\xi)\right\}, \qquad (7)$$

expresie care, pentru $x \to 0$, devine infinită iar pentru $x = \frac{h}{\Delta} - 1$ arată că bara are un singur conductor, cînd $k_r \gg 1$, ori valorile care interesează sînt în jurul lui 1,1. Prin urmare, expresia (7) are un minim pentru x cuprins între 0 și $\frac{h}{\Delta} - 1$.

Determinarea valorii lui x, pentru care expresia (7) obține un minim, se face prin anularea derivatei lui R_a în raport cu x.

În mod obișnuit $\xi < 1$, în care caz funcțiile $\varphi(\xi)$ și $\psi(\xi)$ se aproximează sub forma :

$$\varphi(\xi) \cong 1 + \frac{4}{45}\xi^4; \qquad \psi(\xi) = \frac{1}{3}\xi^4,$$

iar raportul R_a/R_{00} devine :

$$\frac{R_a}{R_{00}} = \frac{1}{1+\lambda}\frac{1+x}{x}\left\{1 + \lambda + \right.$$

$$\left. + \frac{\gamma^4}{45}\left[5\left(\frac{h}{\Delta}\right)^2 - (1+x)^2\right]\frac{x^4}{(1+x)^2}\right\}, \qquad (8)$$

expresie care conduce la valori apropiate de cele ale expresiei exacte (7), dar ceva mai mari, cu atît mai mult cu cît x este mai mare. Pentru valori uzuale ale lui λ, γ și h/Δ eroarea de calcul cu relația (8), la $x = 23$ este mai mică decît 10^{-5} și, în consecință, se poate utiliza în practică relația (8) care are avantajul că este mai simplă.

Cu notațiile :

$$a = \frac{\gamma^4}{45(1+\lambda)}; \quad b = 5\left(\frac{h}{\Delta}\right)^2;$$

$$K_p = \frac{R_a}{R_{00}}, \qquad (9)$$

relația (8) devine :

$$K_p = 1 + \frac{1}{x} + ab\frac{x^3}{1+x} - ax^3(1+x), \qquad (10)$$

a cărei derivată în raport cu x conduce la ecuația :

$$(1+x)^2[1 + ax^4(3+4x)] -$$

$$- abx^4(3+2x) = 0, \qquad (11)$$

care într-un caz concret dat, se poate soluționa direct.

Pentru activitatea de proiectare, valoarea lui x se poate determina mai simplu cu ajutorul unor diagrame. În acest scop, din (11) se obține b sub forma :

$$b = \frac{(1+x)^2\left[\frac{1}{a} + x^4(3+4x)\right]}{x^4(3+2x)}. \qquad (12)$$

Ținînd seama de limitele între care se găsesc a și b, se notează :

$$L_a = \log a + 11,$$

$$L_b = \log b - 4, \qquad (13)$$

cu care se pot reprezenta curbele $L_b = f(La)$ în care x este parametru. Se obțin curbele reprezentate în figura 2, care pot fi utilizate direct în activitatea de proiectare.

m' ; m'' — numerele de conductoare elementare suprapuse în fiecare din cele două bare.

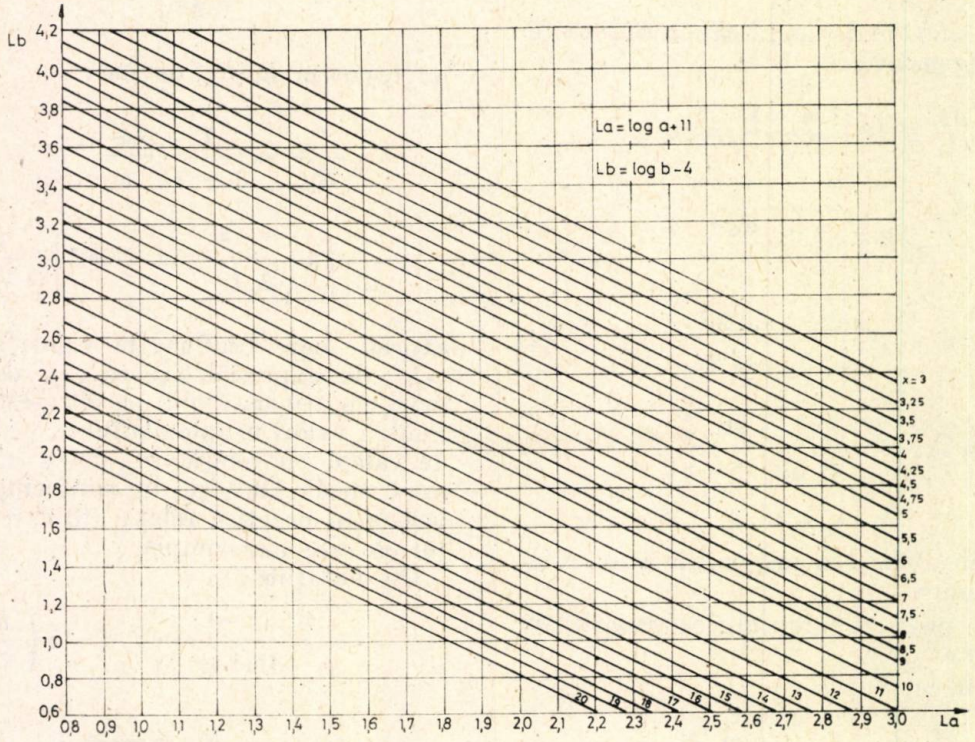


Fig. 2

1.2. Înfășurare în două straturi cu bare diferite

Se consideră cazul că ambele bare din crestătură aparțin aceleiași faze, pentru că în acest caz efectul pelicular este cel mai pronunțat și solicitarea termică a crestăturii este cea mai mare.

O crestătură cu două bare Roebel este reprezentată în figura 3, în care : b_c — lățimea crestăturii ; b_{cu} — partea din lățimea crestăturii ocupată de materialul conductor al conductoarelor elementare ; Δ — grosimea izolației de ambele părți ale unui conductor elementar ; h — partea din adîncimea crestăturii, ocupată de conductoarele elementare ale ambelor bare, precum și $\omega = 2\pi f$, ρ, l, l_s, λ și μ au aceleași semnificații ca și în cazul înfășurării într-un singur strat. Apar în plus :

h' ; h'' — părțile din adîncimea crestăturii, ocupate de conductoarele elementare ale barei dinspre baza crestăturii, respectiv dinspre deschiderea ei ;

d' ; d'' — dimensiunile conductoarelor elementare după direcția adîncimii crestăturii, cu care se execută cele două bare ;

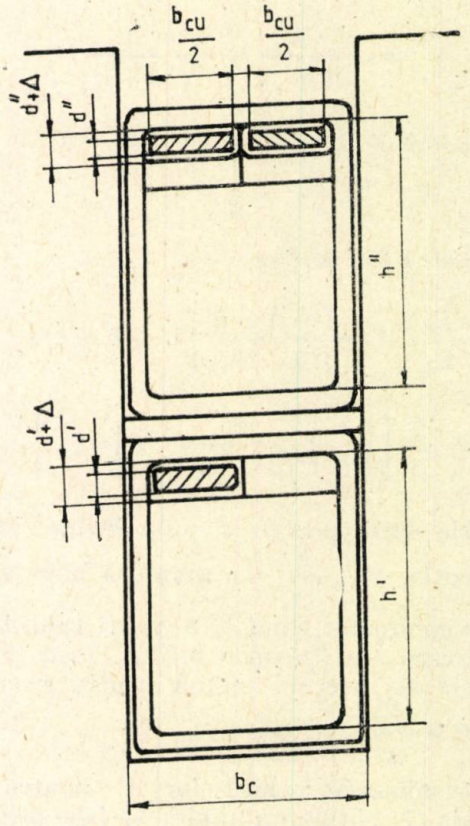


Fig. 3

Pentru aprecierea efectului pelicular se consideră situația aleasă ca referință în care $h' = h'' = h/2$, $d' = d'' = d$ și $m' = m'' = m$, cînd rezistența electrică în curent continuu a unei bare este :

$$R_0 = (1 + \lambda) \frac{l\rho}{mdb_{cu}}. \tag{14}$$

Pentru această situație, de bare identice, coeficienții de modificare a rezistenței electrice în curent alternativ fiind k'_{ro} și k''_{ro}, cele două bare de referință au rezistențele electrice în curent alternativ :

$$R'_{a0} = \frac{R_0}{1 + \lambda}(\lambda + k'_{r0}),$$
$$R''_{a0} = \frac{R_0}{1 + \lambda}(\lambda + k''_{r0}). \tag{15}$$

În cazul barelor inegale, rezistențele electrice în curent continuu sînt :

$$R'_0 = \frac{R_0}{2} \frac{d \cdot h}{d' h'} \frac{d' + \Delta}{d + \Delta},$$
$$R''_0 = \frac{R_0}{2} \frac{d\, h}{d'' h''} \frac{d'' + \Delta}{d + \Delta}, \tag{16}$$

iar în curent alternativ :

$$R'_a = \frac{R'_0}{1 + \lambda}(\lambda + k'_r),$$
$$R''_a = \frac{R''_0}{1 + \lambda}(\lambda + k''_r). \tag{17}$$

Cu notațiile ;

$$\beta = \frac{h''}{h}; \quad x = \frac{d'}{\Delta}; \quad y = \frac{d''}{\Delta},$$
$$x_0 = \frac{d}{\Delta}; \quad \gamma = \Delta \sqrt{\frac{\mu\omega}{2\rho} \frac{b_{cu}}{b_c}}, \tag{18}$$

rezultă pentru înălțimile de calcul :

$$\xi_0 = \gamma x_0; \quad \xi' = \gamma x; \quad \xi'' = \gamma y \tag{19}$$

și, ca urmare :

$$k'_{r0} = \varphi(\xi_0) + \frac{m^2 - 1}{3} \psi(\xi_0),$$
$$k''_{r0} = \varphi(\xi_0) + \frac{7m^2 - 1}{3} \psi(\xi_0),$$
$$k'_r = \varphi(\xi') + \frac{m'^2 - 1}{3} \psi(\xi'), \tag{20}$$
$$k''_r = \varphi(\xi'') + \frac{7m''^2 - 1}{3} \psi(\xi''),$$

unde se ține seama de faptul că :

$$m = \frac{h}{2\Delta} \frac{1}{1 + x_0}; \quad m' = \frac{h}{\Delta} \frac{\beta}{1 + x};$$
$$m'' = \frac{h}{\Delta} \frac{1 - \beta}{1 + y}. \tag{21}$$

Urmărirea comportării barelor din punctul de vedere al pierderilor suplimentare în bare se face prin intermediul coeficienților :

$$k_p = \frac{R'_a}{R_0}; \quad k_s = \frac{R''_a}{R_0},$$
$$k_{ps} = \frac{1}{2}(k_p + k_s); \quad M = \frac{x_0}{2(1 + x_0)}, \tag{22}$$

dintre care, k_p și k_s caracterizează bara dinspre baza crestăturii și, respectiv, pe cea dinspre deschiderea ei, k_{ps} caracterizează o spiră, deci media celor două bare suprapuse, iar M este un coeficient auxiliar.

Mărimea determinantă pentru comportarea mașinii este k_{ps} și aceasta se urmărește în continuare.

Structura celor două bare depinde de trei variabile : β, x și y și, ca urmare, k_{ps} este o funcție de aceste trei variabile. Soluția matematică se obține prin rezolvarea sistemului de ecuații :

$$\frac{\partial k_{ps}}{\partial \beta} = 0; \quad \frac{\partial k_{ps}}{\partial x} = 0; \quad \frac{\partial k_{ps}}{\partial y} = 0, \tag{23}$$

care se poate realiza într-un caz concret dat numeric, cu ajutorul ordinatorului electronic.

Ca și în cazul înfășurărilor într-un singur strat, situațiile care intervin în practică se caracterizează prin $\xi < 1$ cînd funcțiile $\varphi(\xi)$ și $\psi(\xi)$ se aproximează ca în relația (8) ; cu a și b din (9), coeficienții k_p și k_s din (22) devin :

$$k_p = M \frac{1 + x}{\beta x}\left[1 + ab\,\beta^2 \frac{x^4}{(1 + x)^2} - ax^4\right],$$
$$k_s = M \frac{1 + y}{(1 - \beta)\, y}\left[1 + 7\, ab\,(1 - \right. \tag{24}$$
$$\left. - \beta)^2 \frac{y^4}{(1 + y)^2} - ay^4\right].$$

Cum pierderile într-o bobină, ca și încălzirea ei, depind de coeficientul k_{ps}, rezultă că acestea sînt minime atunci cînd funcția z este minimă, unde :

$$z = \frac{1}{\beta}\left[\frac{1 + x}{x} - ax^3(1 + x)\right] + ab\beta \frac{x^3}{1 + x} +$$

$$+\frac{1}{1-\beta}\left[\frac{1+y}{y}-ay^3(1+y)\right]+ \quad (25)$$

$$+7ab(1-\beta)\frac{y^3}{1+y}.$$

Relaţiile (23) conduc la sistemul de ecuaţii :

$$\frac{1}{\beta}\frac{1+ax^4(3+4x)}{x^2}-ab\beta\frac{x^2(3+2x)}{(1+x)^2}=0,$$

$$\frac{1}{1-\beta}\frac{1+ay^4(3+4y)}{y^2}-7ab(1-$$

$$-\beta)\frac{y^2(3+2y)}{(1+y)^2}=0, \quad (26)$$

$$\frac{1}{\beta^2}\frac{(1+x)(1-ax^4)}{x}-ab\frac{x^3}{1+x}-$$

$$-\frac{1}{(1-\beta)^2}\frac{(1+y)(1-ay^4)}{y}+7ab\frac{y^3}{1+y}=0,$$

care, soluţionat, dă varianta optimă.

În general sistemul (26) este soluţionabil numai numeric, deoarece conduce la ecuaţii polinomiale de grad mai mare decît 4.

Ecuaţiile din (26) au totuşi o formă particulară care permite o soluţionare numerică relativ simplă. Primele două relaţii conduc la :

$$\beta=\frac{1}{\sqrt{b}}\frac{1+x}{x^2}\sqrt{\frac{a^{-1}+3x^4+4x^5}{3+2x}},$$

$$\beta=1-\frac{1}{\sqrt{7b}}\frac{1+y}{y^2}\sqrt{\frac{a^{-1}+3y^4+4y^5}{3+2y}}, \quad (27)$$

care, reprezentate grafic într-o aceeaşi diagramă, în axa absciselor avînd atît pe x cît şi pe y, arată ca în figura 4.

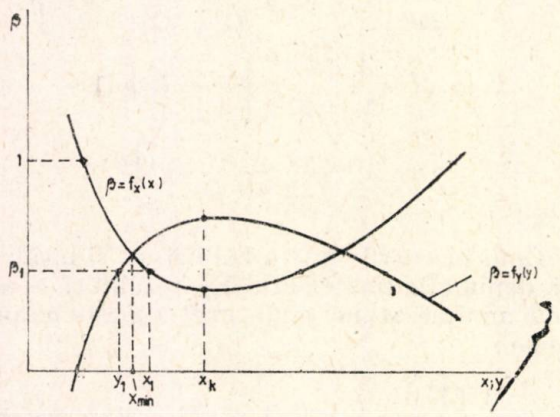


Fig. 4

Cînd $\beta=f_x(x)$ obţine valoarea minimă, $\beta=f_y(y)$ obţine valoarea maximă, iar cele două variabile x şi y devin egale $x=y=x_K$. Deoarece conductoarele elementare ale barei de sus au o înălţime d'' mai mică decît d' ale celor din bara de jos, rezultă că $x>y$ şi, deci, se obţine o valoare minimă x_{min} corespunzătoare primului punct de intersecţie a celor două curbe. Deoarece lui x_K îi corespund valori pentru ξ mai mari decît 1, pentru care nu mai sînt valabile expresiile aproximative ale funcţiilor $\varphi(\xi)$ şi $\psi(\xi)$ rezultă că x_K poate fi considerat ca valoare maximă pentru x şi, prin urmare, soluţia pentru x este între x_{min} şi x_K.

Acum rezultă modul de soluţionare a sistemului (26) de ecuaţii pentru a şi b cunoscute : se dau lui x valori succesive de la x_{min} la x_K; pentru valoarea considerată a lui x, cu prima relaţie din (27) se calculează β, pentru care, din a doua ecuaţie din (27) se calculează y. Cu aceste valori pentru x, β, şi y se calculează valoarea ecuaţiei a treia din (26). Se reţine acel set de valori pentru care ecuaţia a treia din (26) este satisfăcută.

Acest mod se poate aplica pentru un caz concret dat.

Pentru activitatea de proiectare este recomandabil să se stabilească diagrame care să permită identificarea rapidă a soluţiei.

În acest scop se modifică a şi b între limite extreme, care pot interveni în practică, şi pentru fiecare pereche de valori a şi b se soluţionează sistemul de ecuaţii (26). Cu valorile astfel obţinute se construiesc diagrame practice.

Prima diagramă constă din familia de curbe $a=f(b)$, x fiind parametru. Reprezentarea în coordonatele $La=\log a+11$ şi $Lb=\log b-4$ este dată în figura 5.

Pentru diagrama a doua, se utilizează raportul $\alpha=y/x$ şi se reprezintă familia $La=f(Lp)$ unde α este parametru şi este dată în figura 6.

Cu aceste două diagrame se pot dimensiona rapid barele Roebel ale înfăşurărilor în două straturi cu bare diferite.

1.3. Înfăşurare în două straturi cu bare identice

Dacă se urmăreşte ca cele două bare dintr-o crestătură să aibă aceeaşi structură, atunci ansamblul de două bare nu mai este optim din punct de vedere al pierderilor. Această condiţie suplimentară introduce un optim relativ, inferior celui în care barele sînt diferite.

Determinarea acestui optim relativ este posibilă. Dacă barele au structură identică, atunci $h'=h''$ şi $x=y$, prin urmare $\beta=0{,}5$ şi $\alpha=1$. În acest caz funcţia z din (25) devine :

$$z=4\left[\frac{1+x}{x}-ax^3(1+x)+ab\frac{x^3}{1+x}\right], \quad (28)$$

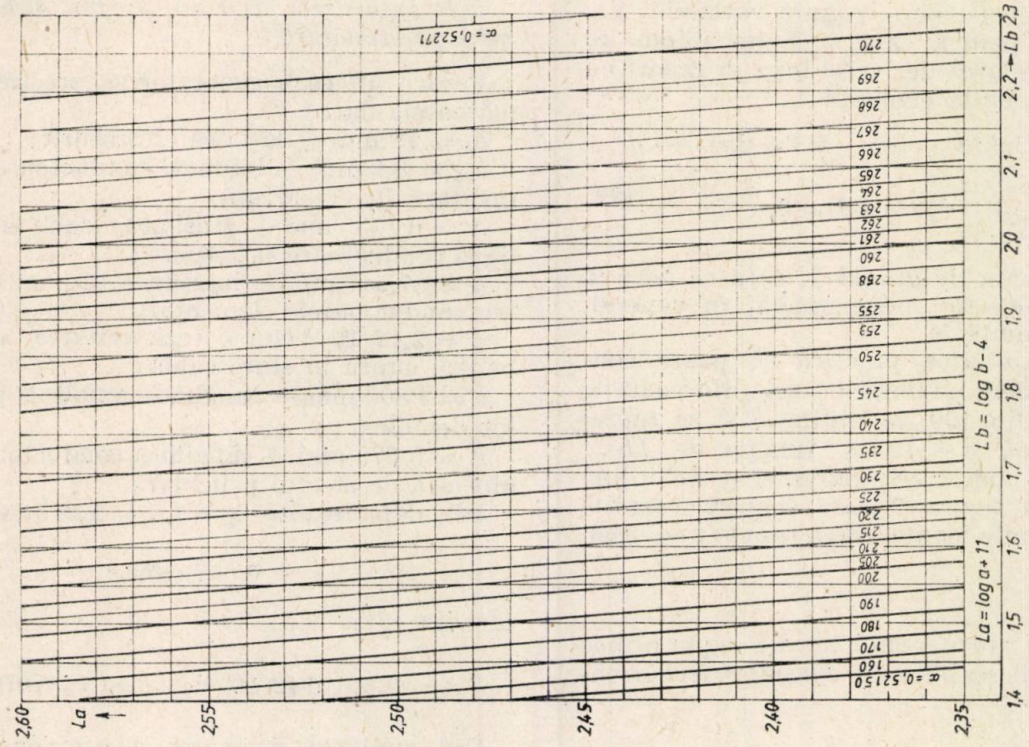

α = 0,52271
α = 0,52150
La = log a + 11
Lb = log b - 4
La
Lb
2,60
2,55
2,50
2,45
2,40
2,35
1,4
1,5
1,6
1,7
1,8
1,9
2,0
2,1
2,2
2,3

Fig. 6

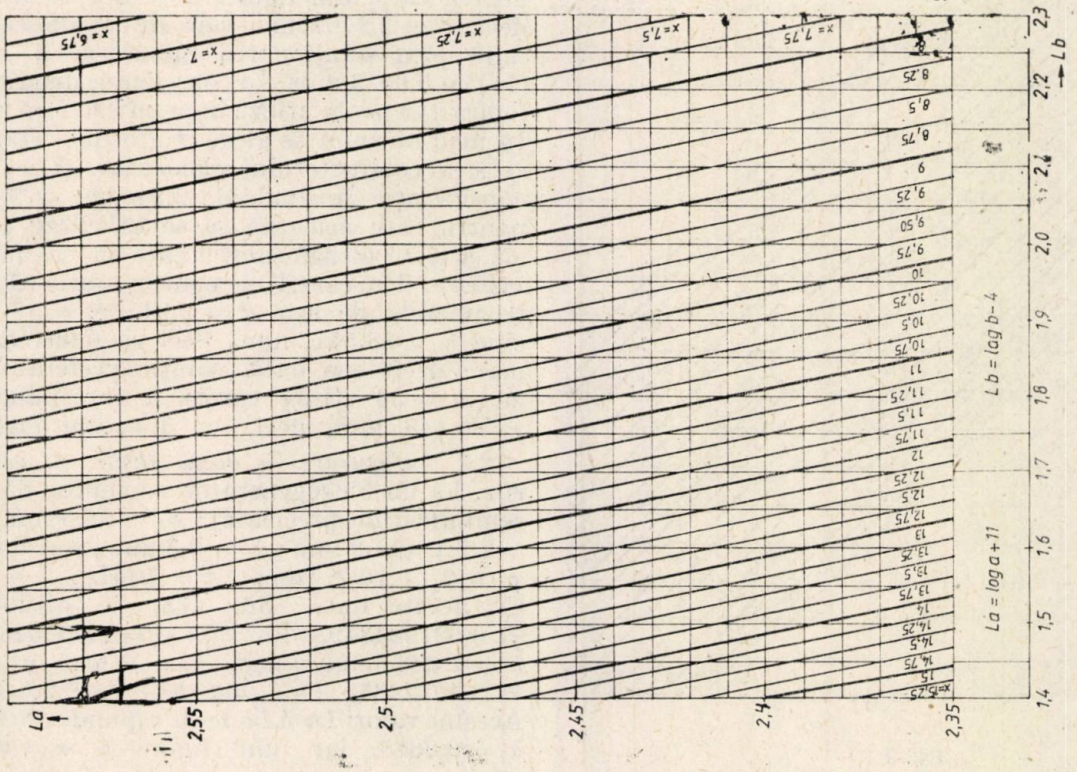

x = 6,75
x = 7
x = 7,25
x = 7,5
x = 7,75
La = log a + 11
Lb = log b - 4
La
Lb
2,55
2,5
2,45
2,4
2,35
1,4
1,5
1,6
1,7
1,8
1,9
2,0
2,2
2,3

Fig. 5

care este o funcție de o singură variabilă. Valoarea lui x pentru care z devine minim se obține din anularea derivatei lui z în raport cu x, care conduce la ecuația :

$$x^4[(1+x)^2(3+4x)-b(3+2x)]+ \\ +\frac{1}{a}(1+x)^2=0, \qquad (29)$$

deci un polinom de gradul 7, ceea ce face ca ecuația (29) să fie soluționabilă, în general, tot numai numeric.

Pentru activitatea practică se poate construi o diagramă similară cu cele din cazurile precedente. Din (29) se obține a și se reprezintă $La = \log a + 12$ în funcție de $Lb = \log b - 4$, unde x este parametru. Se obține diagrama din figura 7 care acoperă cazurile uzuale și permite identificarea rapidă a soluției.

2. Aplicații

Pentru a se vedea modul în care se pot utiliza în practică cele stabilite, se consideră trei exemple :

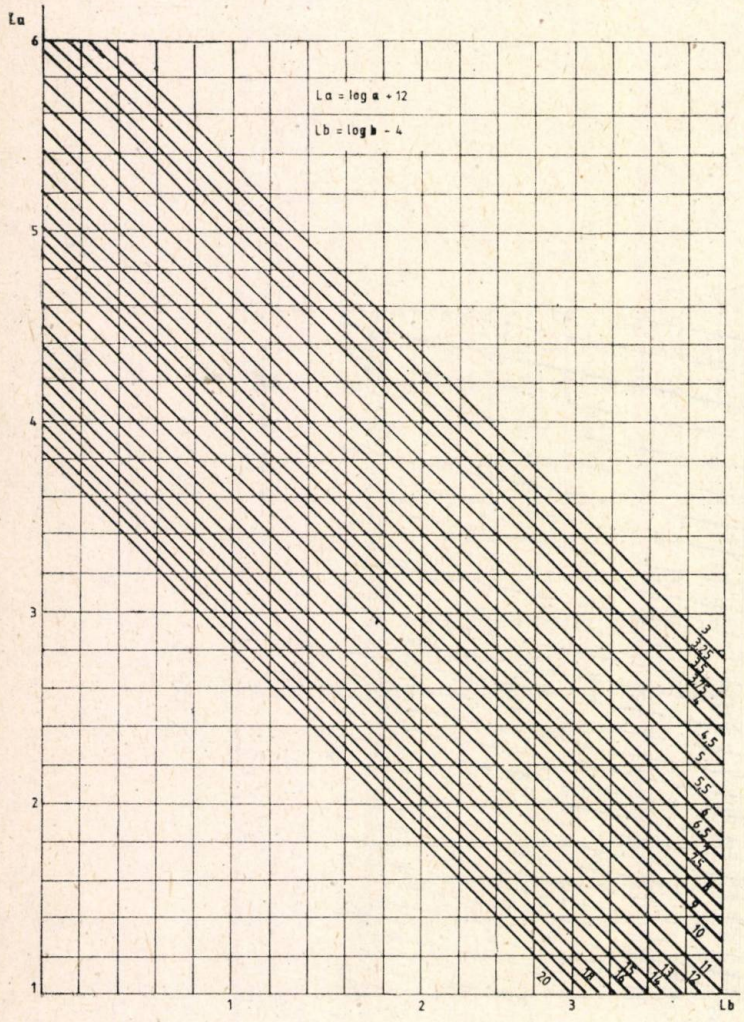


Fig. 7

2.1. Înfășurare într-un singur strat cu o bară pe crestătură

Pentru un turbogenerator se precizează următoarele date :

$b_c = 19$ mm — lățimea crestăturii ;

$b_{cu} = 8{,}8$ mm — lățimea conductoarelor elementare în crestătură ;

$\Delta = 0{,}153$ mm — grosimea izolației dintre două conductoare suprapuse ;

$h = 87{,}547$ mm — înălțimea disponibilă pentru conductoarele elementare ;

$\rho = 2{,}17 \cdot 10^{-8}$ Ωm — rezistivitatea electrică pentru cupru în stare caldă ;

$l = 2\,800$ mm — lungimea axială a pachetelor de tole ;

$l_s = 3\,570$ mm — lungimea conductorului neafectată de efectul pelicular.

Din date rezultă $\lambda = l_s/l = 1{,}275$, din (5) :

$$\gamma = 0{,}009930954,$$

iar din (9) :

$$a = 9{,}5010142 \cdot 10^{-11}; \quad b = 1637079{,}2.$$

Din anularea derivatei relației exacte (7), se obține :
$x = 14{,}92815$ valoare care este totodată și soluție a ecuației simplificate (11), pentru care valoare, din (5) rezultă $d = 2{,}284$ mm.

Din (13) se obține :

$$La = 6{,}97776997; \quad Lb = 2{,}2140697,$$

pentru care, din figura 2 se obține $x = 14{,}9$, deci, $d = 2{,}2797$ mm care diferă de cea obținută prin soluționarea numerică a ecuației (11) cu 0,0043 mm. În consecință, diagrama din figura 2 se poate utiliza în practică, fără rezerve. În mod obișnuit se alege o grosime standardizată a conductorului elementar și se iau în considerație grosimile de 2,24 mm și 2,36 mm pentru care urmează să se calculeze expresia (7) și să se aleagă soluția care dă cea mai mică valoare. Un calcul elementar arată că soluția recomandabilă este $d = 2{,}24$; $m = 37$ strate ; cînd $h = 88{,}541$, mm, deci cu 0,994 mm mai mare decît cea dată, soluție preferabilă celei cu $m = 36$ strate căreia îi corespunde $h = 86{,}148$ mm, deci, cu 1,4 mm mai mică.

2.2. Înfășurare în două strate cu bare diferite. La un hidrogenerator se cunosc datele (cu semnificațiile precizate) : $b_c = 26{,}3$ mm ; $b_{cu} = 2.7{,}1 = 14{,}2$ mm ; $\Delta = 0{,}3$ mm ; $h = 140$ mm ; $\rho = 2{,}17 \cdot 10^{-8}$ Ωm ; $f = 50$ Hz ; $\lambda = 0.7$. Cu aceste date, din (18) se obține $\gamma = 0{,}021024349$, din (9) : $a = 2{,}5540464 \cdot 10^{-11}$ $b = 1\,088\,888{,}9$ deci $La = \log a + 11 = 2{,}4072288$, $Lb = \log b - 4 = 2{,}0{,}369\,836$. Acestor valori La și Lb le corespunde din figura 5 $x = 9{,}2065$, iar din figura 6 $\alpha = 0{,}52265$,

Tabelul 1

Nr.	d'	m'	h'	d''	m''	h''	h	β
1	2,65	23	67,85	1,4	42	71,4	139,25	0,48725
2	2,8	22	68,2	1,4	42	71,4	139,6	0,48854
3	2,8	22	68,2	1,5	40	72	140,2	0,48644

Nr.	x	y	k_p/M	k_s/M	z	k_s/k_r
1	8,83333	4,66667	2,37859	2,54530	2,46194	1,07009
2	9,33333	4,66667	2,37248	2,55170	2,46209	1,07554
3	9,33333	5	2,38268	2,54554	2,46411	1,06835

deci $y = \alpha x = 4{,}811777$. Cu aceste valori, din (27) se obţine $\beta = 0{,}49362985$ şi ca urmare, din (21): $m' = 22{,}57$, $m'' = 40{,}66$, iar din (18): $h' = 69{,}108$ mm, $h'' = 70{,}8918$ mm, $d' = 2{,}76195$ mm şi $d'' = 1{,}4435$ mm. Dintre conductoarele cu grosimi standardizate se iau în consideraţie, pentru d': 2,65 mm şi 2,8 mm, iar pentru d'': 1,4 mm şi 1,5 mm. Cu acestea apar combinaţiile posibile prezentate în tabelul 1 (mărimile cu dimensiunea de lungime sînt trecute în mm):

După cum rezultă din tabelul 1 pierderile suplimentare sînt cele mai mici pentru varianta 1, care se poate considera ca soluţie, la care şi raportul pierderilor în cele două bare este acceptabil, în bara superioară fiind numai cu 7% mai mari decît în cea inferioară, situaţie compensată de faptul că ventilaţia barei superioare este mai bună.

2.3. Înfăşurare în două straturi cu bare identice. Se consideră aceeaşi maşină din cazul 2.2, a cărei înfăşurare trebuie să aibă bare identice. Mărimile a şi b sînt aceleaşi ca în aplicaţia precedentă. Ceea ce diferă este $La = \log a + 12 = 3{,}4072288$, pentru care, cu $Lb = 2{,}0369836$, din figura 7 se găseşte $x = 5{,}337$, deci $d = x \cdot \Delta = 1{,}601$ mm. Dimensiunea standardizată este $d = 1{,}6$ mm, căreia, la $h = 140$ mm îi corespund $m = 37$ strate de conductoare elementare suprapuse într-o bară, cînd rezultă $h = 140{,}6$ mm, $b = 1082422$, $\beta = 0{,}5$, cu care din (24) se obţin valorile $k_p/M = 2{,}408589$, $k_s/M = 2{,}6101526$, $k_{ps}/M = 2{,}5093708$ şi $k_s/k_p = 1{,}0836853$. Comparînd pe k_{ps} din cazul barelor egale cu cel din cazul barelor inegale, rezultă că pierderile la bare egale sînt cu 1,926% mai mari decît la bare inegale şi deci şi încălzirea, la acelaşi curent va fi mai ridicată. În schimb barele sînt identice cu dificultăţi mai mici din punct de vedere tehnologic.

3. Concluzii

Din cele prezentate rezultă că, deşi calculul de optimizare a unei înfăşurări cu bare din conductoare elementare transpuse, mai ales în cazul a două strate, în general, este însoţit de dificultăţi de calcul, există totuşi posibilitatea de a stabili o metodă simplă, operativă, utilizabilă în activitatea de proiectare. La baza metodei stă faptul că este posibil să se construiască diagrame pentru toate cazurile care se iau în consideraţie: înfăşurări cu o bară pe crestătură, cu două bare diferite sau bare identice la înfăşurările în două straturi. Metoda permite ca la o crestătură dată să se determine structura realizabilă practic a barelor care au pierderi suplimentare minime, indiferent de natura materialelor care se utilizează, de acestea ţinîndu-se seama în mod implicit în calculul mărimilor auxiliare a şi b. Este posibil să se utilizeze şi expresiile exacte în procesul de optimizare, însă calculul simplificat este însoţit de erori total neglijabile, fiind în jurul lui 10^{-6} faţă de 1, ceea ce-l face preferabil în practică celui exact.

În consecinţă, pentru calculul înfăşurărilor în bare la maşini electrice de curent alternativ medii şi mari, s-a putut elabora o metodică care asigură rapiditatea şi exactitatea cerute de practică.

Bibliografie

[1] *Kuhlmann K.* Theoretische Elektrotechnik III. Birkhduser. Basel 1951.

[2] *Liwschitz, M.* Die elektrischien Maschinen III. Teubener, Berlin, 1934.

[3] *Richter, R.* Maşini Electrice IV. Maşini de inducţie. Editura Tehnică, Bucureşti, 1960.

CZ 621.314.2 : 621.3.042

TRANSFORMATOR TRIFAZAT
CIRCUIT MAGNETIC

Nesimetrii constructive și funcționale ale transformatorului trifazat

DAN STANCIU, NICOLAE GALAN* — BUCUREȘTI

Introducere

Dacă valorile efective ale curenților din înfășurările de fază ale unui transformator trifazat nu sînt egale atunci apar o serie de fenomene care dezavantajează funcționarea transformatorului: deformarea tensiunilor de linie și de fază; pierderi suplimentare în fier și cupru; încălziri locale importante; alimentarea necorespunzătoare a consumatorilor.

Nesimetriile sînt cauzate fie de tensiuni de alimentare nesimetrice, fie datorită încărcării nesimetrice a transformatorului, în ipoteza că este realizată simetria constructivă.

Prezintă interes o analiză cantitativă a efectelor provocate de nesimetria mărimilor de stare sau de nesimetria constructivă, avînd în vedere atît funcționarea transformatorului, cît și funcționarea consumatorilor alimentați de la transformator.

În continuare se vor prezenta unele din efectele datorate nesimetriilor constructive sau funcționale.

1. Nesimetria circuitului magnetic

Transformatoarele trifazate cu trei coloane dispuse în același plan prezintă nesimetrie magnetică datorită inegalității reluctanțelor corespunzătoare fazelor. Această nesimetrie poate fi determinată prin măsurarea tensiunilor secundare la o alimentare monofazată a înfășurării trifazate primare.

Pentru precizarea ideilor se consideră transformatorul trifazat cu conexiunea D_y (fig. 1),

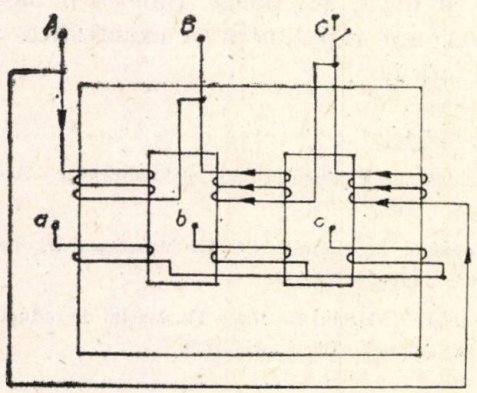


Fig. 1. Alimentarea monofazată a transformatorului trifazat avînd conexiunea D_y.

* Dr. ing. Stanciu D., dr. ing. Galan, N., cadre didactice la Institutul Politehnic București.

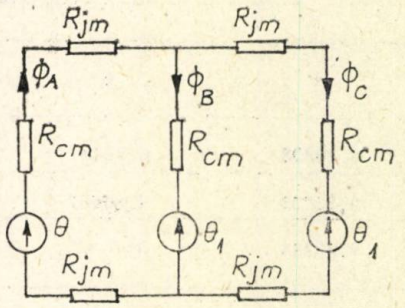


Fig. 2. Schema magnetică echivalentă a transformatorului alimentat ca în figura 1.

alimentat nesimetric (faza C întreruptă); pentru acest caz schema echivalentă este prezentată în figura 2 (schema simplificată). Pe baza teoremelor lui Kirchhoff aplicate pentru circuite magnetice rezultă:

— fluxul magnetic din coloana A:

$$\Phi_A = \frac{(2\theta + \theta_1)(R_{cm} + R_{jm})}{(R_{cm}+2R_{jm})(3R_{cm}+2R_{jm})}, \tag{1}$$

— fluxul magnetic din coloana B:

$$\Phi_B = \frac{\theta + \theta_1}{3R_{cm} + 2R_{jm}}, \tag{2}$$

— fluxul magnetic din coloana C:

$$\Phi_C = \frac{R_{cm}(\theta + \theta_1)}{(R_{cm} + 2R_{jm})(3R_{cm} + 2R_{jm})}. \tag{3}$$

Notațiile din relațiile (1),(2),(3) rezultă din figura 2.

Tensiunile electromotoare induse în înfășurările secundare de pe cele trei coloane sînt numeric egale cu tensiunile de fază la mersul în gol, deci:

$$U_{ao} \cong \omega w_2 \Phi_A; \qquad U_{bo} = \omega w_2 \Phi_B; \qquad U_{co} = \omega w_2 \Phi_C. \tag{4}$$

Tensiunile U_{bo} și U_{co} se măsoară, iar raportul acestor tensiuni este:

$$\frac{U_{bo}}{U_{co}} = \frac{R_{cm} + 2R_{jm}}{R_{cm}} = 1 + 2\frac{R_{jm}}{R_{cm}}. \tag{5}$$

Din relația (5) rezultă raportul dintre reluctanța unui singur jug R_{jm} și reluctanța coloanei R_{cm}:

$$\frac{R_{jm}}{R_{cm}} = \frac{1}{2}\left(\frac{U_{bo}}{U_{co}} - 1\right). \tag{6}$$

Raportul R_{jm}/R_{cm} se poate calcula și în funcție de raportul U_{ao}/U_{bo}, obținîndu-se relația:

$$R_{jm}/R_{cm} = \frac{2-u}{2(u-1)}; \quad u = \frac{U_{ao}}{U_{bo}}. \tag{6'}$$

Relația (6) permite determinarea experimentală a ponderii pe care o are reluctanța jugului în raport cu reluctanța coloanei. Această determinare se face prin măsurători simple. Relația (6) se păstrează și pentru conexiunea-stea dacă se alimentează o singură fază (de exemplu între borna A și borna N).

Dacă secțiunea jugului este mai mare decît secțiunea coloanei, atunci raportul R_{jm}/R_{cm} scade cu creșterea tensiunii (jugul rămîne mai puțin saturat).

În figura 3 se prezintă dependența $R_{jm}/R_{cm} = f(U_{AB})$, ridicată experimental pentru un

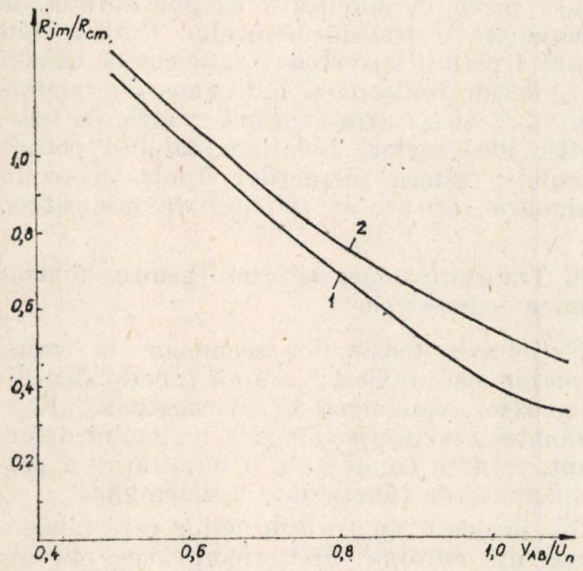


Fig. 3. Variația raportului R_{cm}/R_{cm} în funcție de tensiunea adlicată: *1* — raportul R_{jm}/R_{cm} calculat cu relația (6); *2* — raportul R_{jm}/R_{cm} calculat cu relația (6′).

transformator cu puterea nominală $S_n = 5\text{kVA}$; s-au trasat două curbe, una calculată cu relația (6) și alta calculată cu relația (6′). Aceste curbe evidențiază influența saturației asupra raportului R_{jm}/R_{cm}.

Nesimetria magnetică se reflectă în mod corespunzător asupra valorilor curenților de mers în gol pe fazele respective și are o influență nesemnificativă asupra tensiunilor de fază (transformatorul funcționează la flux impus de sistemul trifazat de tensiuni).

Reluctanța jugului are o pondere importantă deoarece intervin și reluctanțele corespunzătoare îmbinărilor dintre coloane și juguri.

2. Pierderile Joule în transformator în regim nesimetric

Pentru a analiza dependența pierderilor Joule, în funcție de gradul de nesimetrie, se consideră că puterea activă transmisă pe la bornele secundare în regim nesimetric este egală cu puterea activă din regim simetric, adică:

$$3\,U_2' I_2' \cos\varphi_2 = U_a' I_a' \cos\varphi_a + U_b' I_b' \cos\varphi_b + U_c' I_c' \cos\varphi_c,$$

sau:

$$3 = a\beta_1 + b\beta_2 + c\beta_3, \tag{7}$$

unde s-au făcut notațiile:

$$a = \frac{U_a'}{U_2'}\frac{\cos\varphi_a}{\cos\varphi_2}; \quad b = \frac{U_b'}{U_2'}\cdot\frac{\cos\varphi_b}{\cos\varphi_2};$$

$$c = \frac{U_c'}{U_2'}\frac{\cos\varphi_c}{\cos\varphi_2}, \tag{8}$$

$$\beta_1 = I_a'/I_2'; \quad \beta_2 = I_b'/I_2'; \quad \beta_3 = I_c'/I_2',$$

unde I' reprezintă curentul corespunzător unei încărcări echivalente în regim simetric.

Rapoartele a, b, c se consideră constante.

Pierderile Joule, în regim simetric:

$$P_J = 3\,R_k I_2'^2. \tag{9}$$

Pierderile Joule în regim nesimetric:

$$P_J' = R_k(I_a'^2 + I_b'^2 + I_c'^2). \tag{10}$$

Pentru analiza pierderilor în regim nesimetric se definește raportul:

$$p = \frac{P_J' - P_J}{P_J} = \frac{P_J'}{P_J} - 1 = \frac{\beta_1^2 + \beta_2^2 + \beta_3^2 - 3}{3}, \tag{11}$$

care reprezintă creșterea relativă a pierderilor în raport cu regimul simetric; folosind relația (7) se elimină β_3 și se obține:

$$P = \frac{c(\beta_1^2 + \beta_2^2) + (3 - a\beta_1 - b\beta_2)^2 - 3c^2}{3c^2}, \tag{12}$$

adică, mărimea p depinde de variabilele β_1 și β_2.

Pentru a determina extremele funcției p se calculează derivatele parțiale și din anularea acestor derivate rezultă punctele de extrem:

$$\frac{\partial p}{\partial \beta_1} = \frac{2c^2\beta_1 - 2a(3 - a\beta_1 - b\beta_2)}{3c^2},$$
$$\frac{\partial p}{\partial \beta_2} = \frac{2c^2\beta_2 - 2b(3 - a\beta_1 - b\beta_2)}{3c^2}. \quad (13)$$

Din ecuațiile:

$$\frac{\partial p}{\partial \beta_1} = 0; \quad \frac{\partial p}{\partial \beta_2} = 0, \quad (14)$$

rezultă:

$$\beta_{1m} = \frac{3a}{a^2 + b^2 + c}; \quad \beta_{2m} = \frac{3b}{a^2 + b^2 + c^2}, \quad (15)$$

adică, s-a obținut un singur punct de extrem.

Deoarece:

$$\frac{\partial^2 p}{\partial \beta_1^2} = \frac{2}{3}\frac{c^2 + a^2}{c^2} > 0;$$
$$\frac{\partial^2 p}{\partial \beta_2^2} = \frac{2}{3}\frac{c^2 + b^2}{c^2} > 0,$$
$$\frac{\partial^2 p}{\partial \beta_1^2}\frac{\partial^2 p}{\partial \beta_2^2} - \left(\frac{\partial^2 p}{\partial \beta_1 \partial \beta_2}\right)^2 > 0; \quad (16)$$
$$\frac{\partial^2 p}{\partial \beta_1 \partial \beta_2} = \frac{2ab}{3c^2},$$

rezultă că funcția p prezintă un minim.

Din relațiile (7) și (15) rezultă:

$$\beta_{3m} = \frac{3c}{a^2 + b^2 + c^2}. \quad (17)$$

În baza expresiilor stabilite se obține:

$$\frac{\beta_{1m}}{a} = \frac{\beta_{2m}}{b} = \frac{\beta_{3m}}{c}, \quad (18)$$

în care se evidențiază proporționalitatea factorilor β_{1m}, β_{2m}, β_{3m} respectiv cu constantele a, b, c.

Dacă se consideră $U_a = U_b = U_c = U_2$ (adică, tensiunile pe fază rămîn aproximativ constante) și $\cos\varphi_a = \cos\varphi_b = \cos\varphi_c = \cos\varphi_2$, atunci $a = b = c = 1$ și $\beta_{1m} = \beta_{2m} = \beta_{3m} = 1$, adică, pierderile Joule devin minime în regim simetric (fapt recunoscut); în figura 4 se trasează curbele $p = f(\beta_1)$ pentru $\beta_2 = \text{constant}$.

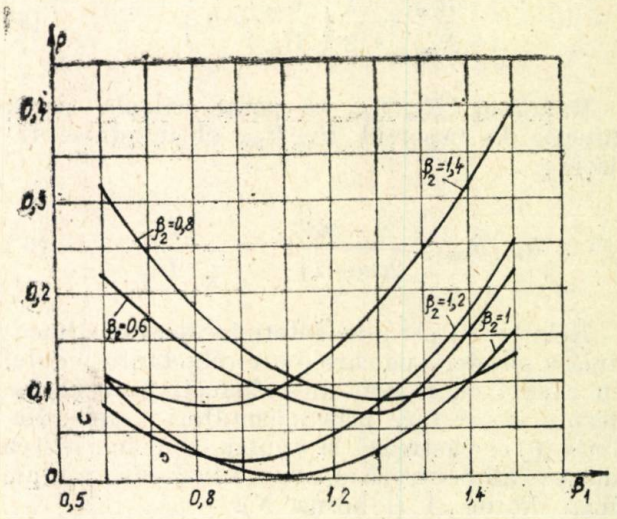


Fig. 4. Pierderile Joule raportate în regim nesimetric.

Se constată că pierderile Joule în regim nesimetric pot atinge valori importante ceea ce conduce la o micșorare a randamentului și la o solicitare termică importantă (mai ales la puteri mari) cu implicații asupra duratei de funcționare a transformatorului. Curbele din figura 4 permit o apreciere suficient de exactă a pierderior Joule, cînd sînt cunoscute rapoartele β_1, β_2 și β_3, care exprimă gradele de nesimetrie ale fazelor. Relațiile stabilite permit calculul creșterii pierderilor Joule în regim nesimetric, oricare ar fi tipul de nesimetrie.

3. Transformatoare trifazate pentru alimentarea redresoarelor

Nesimetria tensiunilor secundare la transformator are implicații asupra funcționării redresoarelor, conducînd la o accentuare atît a regimului nesimetric, cît și a regimului deformant, ceea ce conduce la o înrăutățire a performanțelor de funcționare a sistemului.

Se consideră un transformator care alimentează un redresor bialternanță (în punte); sarcina redresorului fiind rezistiv-inductivă (fig. 5 a).

Aspecte ale nesimetriei se pot remarca în figura 5b, unde s-au considerat tensiunile u_{ab} și u_{bc} de amplitudine U_{m2}, iar tensiunea u_{ca} de amplitudine $U'_{m2} < U_{m2}$; pentru aceste tensiuni s-au dedus curenții i_a, i_b și i_c din cele trei faze, în ipoteză că receptorul conectat la bornele redresorului are parametrii în relația $\omega L \gg R$ (regim de funcționare normal). Pentru o semiperioadă conducția în faza ax are loc pe

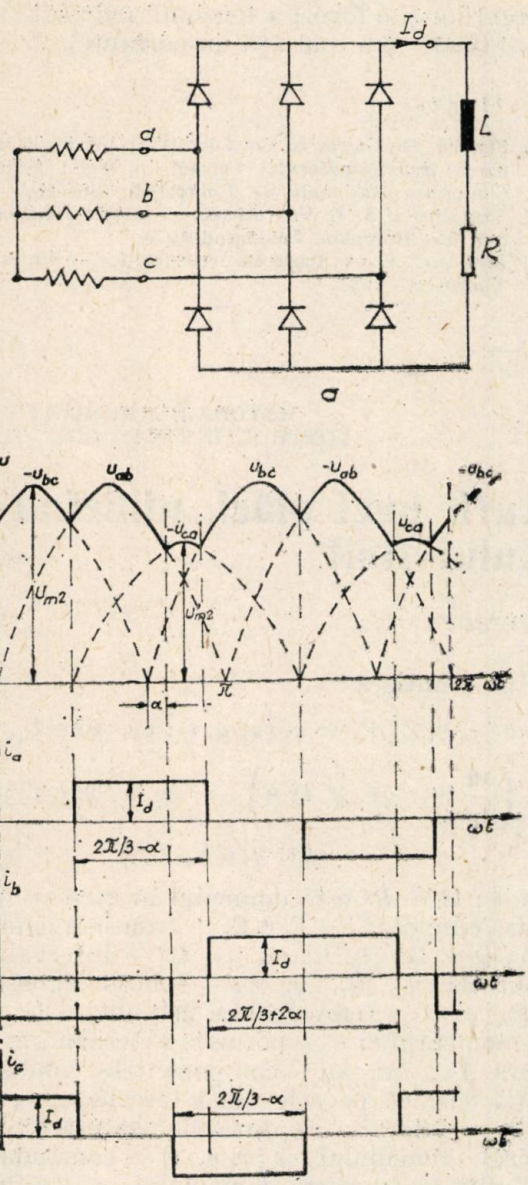


Fig. 5. Alimentarea redresorului bialternanță : a — schema electrică de alimentare ; b — forma tensiunii redresate și forma curenților din fazele transformatorului pentru $\omega L \gg R$

intervalul $\frac{2\pi}{3} - \alpha$ ca și în faza *cz*, iar în faza *by*, conducția are loc pe intervalul, $\frac{2\pi}{3} + 2\alpha$. Se constată o modificare a curenților în funcție de unghiul α (fig. 5), faza *by* a transformatorului fiind mult solicitată din punct de vedere termic.

Nesimetria tensiunilor conduce la o formă defavorabilă a tensiunii redresate (pulsațiile sînt mai mari).

Nesimetria curenților poate fi analizată în funcție de factorul $\beta = U_{m2}/U'_{m2}$. Din ecuația $u_{ab} = -u_{bc}$ se deduce relația :

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{(\beta-1)\sqrt{3}}{\beta+1}; \qquad \alpha \in \left[0, \frac{\pi}{6}\right]. \tag{19}$$

Valorile efective ale curenților sînt :

$$I_a = I_c = I_d\sqrt{\frac{2}{3} - \frac{\alpha}{\pi}}; \quad I_b = I_d\sqrt{\frac{2}{3} + \frac{2\alpha}{\pi}} \tag{20}$$

Valorile eficace ale curenților de fază se raportează la curentul I_d :

$$i_a = i_c = I_a/I_d = I_c/I_d; \quad i_b = I_b/I_d.$$

Valorile efective ale fundamentalelor curenților sînt :

$$I_{a1} = I_{c1} = \frac{4}{\pi} I_d \sin\left(\frac{\pi}{3} - \frac{\alpha}{2}\right)\cdot\frac{1}{\sqrt{2}},$$
$$I_{b1} = \frac{4}{\pi} I_d \sin\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right)\cdot\frac{1}{\sqrt{2}}, \tag{21}$$

iar valorile relative sînt :

$$i_{a1} = i_{c1} = I_{a1}/I_d = I_{c1}/I_d; \quad i_{b1} = I_b/I_d.$$

În figura 6 se reprezintă valorile eficace ale curenților în funcție de β. Se constată că nesimetria curenților crește odată cu raportul β și devine importantă pentru $\beta > 1{,}25$.

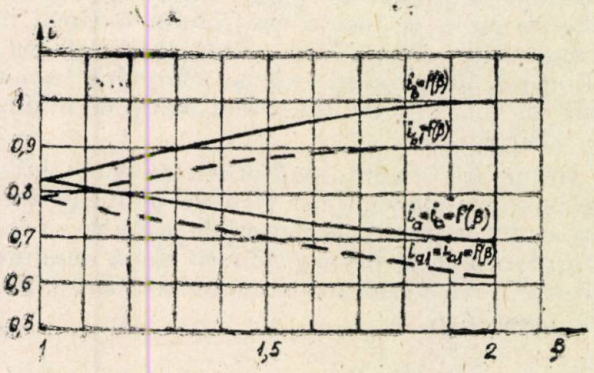


Fig. 6. Valorile efective relative ale curenților din fazele transformatorului :
—— valoarea efectivă, relativă a curenților din fazele transformatorului ;
– – valoarea efectivă relativă a fundamentalelor curenților din fazele transformatorului.

4. Concluzii

În lucrare sînt analizate mai multe tipuri de nesimetrii ale transformatorului trifazat.

Se prezintă nesimetria circuitului magnetic și posibilitățile de terminare experimentală a acestei nesimetrii. La același număr de spire pentru înfășurările de fază, tensiunile de fază la bornele secundare sînt inegale (de obicei, diferă în limite restrînse).

Sînt analizate pierderile Joule în regim nesimetric, în cazul general, stabilindu-se factorii de încărcare a fazelor pentru care pierderile sînt minime ; pentru tensiuni de fază cu valori eficace egale și același factor de putere, rezultă direct că pierderile Joule minime au loc în regim simetric. Nesimetria tensiunilor este analizată și pentru transformatoarele care alimentează redresoare ; rezultă o accentuare a nesimetriei curenților și o formă a tensiunii redresate dezavantajoasă (cu pulsații importante).

Bibliografie

[1] *Stanciu, D., Galan, N.* Considerații cu privire la funcționarea transformatorului trifazat în regim nesimetric. Conferința Națională de Energetică, București, 1988.
[2] *Vasiutinskii S. B.* Vaprosî teorii i rasceta transformatorov. In Energhia, Leningrad 1970.
[3] *Maltac, I.* Convertoare electroenergetice, Editura Facla Timișoara, 1987.

CZ 621.355 : 621.319 : 538.124

METODA ELEMENTULUI FINIT
CONTROL OPTIMAL CÎMP TERMIC

Controlul optimal al temperaturii unei plăci, utilizînd metoda elementului finit

ION T. CÂRSTEA* — CRAIOVA

Introducere

Transferul de căldură este descris de ecuații cu derivate parțiale de tip eliptic în cazul regimurilor staționare și de tip parabolic în regimuri tranzitorii. Controlul transferului de căldură se face prin surse de căldură distribuite în interiorul și/sau pe frontiera domeniului (convecție, conducție, radiație). În aplicațiile practice se pune problema controlului optimal al transferului de căldură folosind criterii ca : atingerea unei valori impuse cîmpului termic într-un interval de timp dat, consum minim de energie etc.

În lucrare se abordează problema controlului optimal pentru cîmpuri termice în medii formate din regiuni cu materiale diferite și cu proprietăți ce se propagă diferit după anumite direcții, folosind un model matematic în spațiul bidimensional.

1. Formularea problemei

Modelul matematic al regimului tranzitoriu în transferul de căldură în spațiul bidimensional (cazul unei plăci plane) este o ecuație de tip parabolic [1] :

$$c\frac{\partial u}{\partial t}=\frac{\partial}{\partial x}\left(k_x\frac{\partial u}{\partial x}\right)+\frac{\partial}{\partial y}\left(k_y\cdot\frac{\partial u}{\partial y}\right)+ \\ +f(x,\ y,\ t)\ \text{în}\ Q, \tag{1}$$

cu condițiile inițiale :

$$u(x,\ y,\ o)=u_0(x,\ y),\ (x,\ y)\in\Omega \tag{2}$$

și pe frontieră :

$$u\ (x,\ y,\ t)\mid\Gamma_1=u_1\ (x,\ y,\ t)\ ;\ (x,\ y)\in\Gamma_1, \tag{3}$$

$$\left(\frac{\partial u}{\partial n}+\gamma\ (x,\ y,\ t)\cdot u\right)_{\Gamma_2}=\varphi_2\ (x,\ y,\ t,\ v)\ ; \\ (x,\ y)\in\Gamma_2, \tag{4}$$

unde : $\Omega\subset R^2$ este domeniul în care se calculează cîmpul ; $\Gamma=\Gamma_1\cup\Gamma_2$ — frontiera domeniului ; $Q=\Omega x\ [t_0,\ t_f]$ cu $[t_0,\ t_f]$ — intervalul de control ; u_0, u_1, γ, φ_2 — funcții cunoscute ; $u\ (x,\ y,\ t)$ — temperatura în punctul $(x,\ y)$ și la momentul t ; n — normala exterioară la frontiera Γ_2 ; kx, ky — componentele conductivității termice pe cele două direcții x, y ; $f(x,\ y,\ t)$ — intensitatea sursei de căldură din interiorul domeniului ; $v\ (x,\ y,\ t)$ — comanda distribuită pe frontiera domeniului ; c — o funcție cunoscută ce depinde de proprietățile termice ale mediului.

În (4) derivata după normala n înseamnă :

$$\frac{\partial u}{\partial n}=k_x\frac{\partial u}{\partial x}\cdot n_x+k_y\frac{\partial u}{\partial y}\cdot n_y. \tag{5}$$

unde n_x și n_y sînt cosinuși directori ai normalei.

Se consideră un criteriu de performanță de forma [2] :

$$J(p)=\iint_Q L_0\ (x,\ y,\ t,\ u,\ f)\ \mathrm{d}\Omega\mathrm{d}t+ \\ +\int_{t_0}^{t_f}\int_{\Gamma_2} L_1\ (x,\ y,\ t,\ v)\cdot\ \mathrm{d}\Gamma_2\ \mathrm{d}t+ \\ +\int_\Omega L_2\ (x,\ y,\ t_f\ u\ (x,\ y,t_f))\ \mathrm{d}\Omega, \tag{6}$$

* Ing. Ion T. Cârstea — Facultatea de Electrotehnică, Universitatea din Craiova.

cu :

$d\Omega = dxdy$ elementul de volum ; $d_2\Gamma_2$ — elementul de arc ;
L_0, L_1, L_2 — funcţii date care satisfac anumite condiţii [3] ce asigură minimul funcţionalei (6) ; $p = (f, v)$.

Se presupune că, atît spaţiul stărilor U, cît şi al comenzilor admisibile P sînt organizate ca spaţii Hilbert. Produsul scalar în P se defineşte prin :

$$(p_1, p_2) = \iint_Q f_1 f_2 \, dx\, dy\, dt + \int_{t_0}^{t_f}\int_{\Gamma_2} v_1 v_2 \, d\Gamma_2\, dt,$$

iar norma : $||p|| = (p, p)^{1/2}$.

Funcţiile de comandă se consideră că sînt de pătrat integral, adică, $f \in L^2(Q)$, $v \in L^2(\Sigma)$, $\Sigma = \Gamma_2 x(t_0, t_f)$.

Problema controlului optimal se formulează astfel : cunoscîndu-se starea iniţială u_0 şi intervalul de control $[t_0, t_f]$ să se determine comanda optimă p^* din mulţimea comenzilor admisibile care minimizează criteriul (6), adică :

$$J(p^*) = \inf_{p \in P} J(p).$$

cu restricţiile (1)—(4).

Se consideră că problema are o soluţie unică [3], ceea ce implică impunerea unor condiţii asupra lui P şi J.

2. Condiţii necesare de optim

Formularea variaţională a problemei de control optimal conduce la obţinerea condiţiilor necesare de optim. Se defineşte Hamiltonianul problemei :

$$H(x, y, t, u, \psi, \nabla u, \nabla^2 u) = L_0 + \psi(x, y, t)\left[\frac{\partial}{\partial x}\left(k_x \frac{\partial u}{\partial x}\right) + \frac{\partial}{\partial y}\left(k_y \frac{\partial u}{\partial y}\right) + f\right], \tag{7}$$

cu : $\psi(x, y, t)$ funcţia de stare adjunctă,
$\nabla u = \left\{\frac{\partial u}{\partial x}, \frac{\partial u}{\partial y}\right\}$, $\nabla^2 u = \left\{\frac{\partial^2 y}{\partial x^2}, \frac{\partial^2 u}{\partial y^2}\right\}$.

Lagrangianul problemei este :

$$L = \iint_Q \left(H - \psi \cdot \frac{\partial u}{\partial t}\right) d\Omega\, dt + \int_{t_0}^{t_f}\int_{\Gamma_2} L_1\, d\,\Gamma_2\, dt + \int_\Omega L_2\, d\Omega. \tag{8}$$

Folosind formula lui Green, din (8) se obţine :

$$L = \iint_Q \left\{L_0 + \left[\frac{\partial}{\partial x}\left(k_x \frac{\partial \psi}{\partial x}\right) + \frac{\partial}{\partial y}\left(k_y \frac{\partial \psi}{\partial y}\right)\right]u + \psi f - \psi \frac{\partial u}{\partial t}\right\} d\Omega\, dt + \int_{t_0}^{t_f}\int_{\Gamma_2}\left(-u\frac{\partial \psi}{\partial n} + \psi \frac{\partial u}{\partial n}\right) d\,\Gamma_2\, dt + \int_{t_0}^{t_f}\int_{\Gamma_2} L_1\, d\Gamma_2\, dt + \int_\Omega L_2\, d\Omega. \tag{9}$$

Din condiţia de staţionaritate a Lagrangianului rezultă ecuaţiile de stare adjuncte :

$$c\frac{\partial \psi}{\partial t} = -\frac{\partial}{\partial x}\left(k_x \frac{\partial \psi}{\partial x}\right) - \frac{\partial}{\partial y}\left(k_y \frac{\partial \psi}{\partial y}\right) - \frac{\partial L_0}{\partial u}, \text{ în } Q, \tag{10}$$

cu condiţia finală :

$$c\psi(x, y, tf) = \frac{\partial L_2}{\partial f} \tag{11}$$

şi pe frontieră :

$$\left(\frac{\partial \psi}{\partial n} - \psi\gamma + \frac{\partial L_1}{\partial u}\right)_{\Gamma_2} = 0, \tag{12}$$

iar :

$$\delta L = \iint_Q \left(\psi + \frac{\partial L_0}{\partial f}\right) df\, d\Omega\, dt + \int_{t_0}^{t_f}\int_{\Gamma_2}\left(\psi \frac{\partial \varphi_2}{\partial v} + \frac{\partial L_2}{\partial v}\right)\delta v\, d\Gamma_2\, dt. \tag{13}$$

Gradientul funcţionalei (6) este :

$$J'(p) = \left(\psi + \frac{\partial L_0}{\partial f}, \left(\psi \frac{\partial \varphi_2}{\partial v} + \frac{\partial L_2}{\partial v}\right)_{\Gamma_2}\right). \tag{14}$$

Determinarea comenzii optimale se face utilizînd o metodă de gradient în care comanda optimă se calculează printr-un procedeu iterativ, şirul aproximaţiilor succesive construindu-se după formula :

$$p_{k+1} = p_k - \alpha_k J'(p_k), \tag{15}$$

unde α_k — lungimea pasului în direcţia antigradientului se poate determina printr-un procedeu de minimizare unidimensională [2].

Dificultăţile de calcul sînt generate de integrarea ecuaţiilor de stare (1) şi adjuncte (10), care, fiind ecuaţii cu derivate parţiale, implică discretizarea spaţială şi temporală a variabilelor u şi ψ.

În paragraful următor se prezintă un model cu parametri concentraţi pentru controlul temperaturii unei plăci.

3. Un model numeric

Se consideră problema transferului de căldură într-o placă avînd modelul matematic dat de ecuaţia (1), cu condiţiile pe frontieră :

$$\left.\frac{\partial u}{\partial n}\right|_{\Gamma_2} + h(u - v) = 0; \quad (x, y) \in \Gamma_2, \tag{16}$$

$$u(x, y, t)|_{\Gamma_1} = \varphi_1(x, y, t), \tag{17}$$

unde $h(u-v)$ reprezintă pierderea de căldură la frontiera Γ_2, datorită convecţiei cu mediul ambiant aflat la temperatura v ; iar h este coeficientul de transfer prin convecţie.

Se consideră un criteriu de performanţă de forma :

$$J(p) = \gamma_1 \int_{\Omega} |u(x, y, t_f) - u_D(x, y)|^2 \, dx\, dy + \tag{18}$$

$$+ \gamma_2 \int_{t_0}^{t_f} \int_{\Gamma_2} v^2(x, y, t)\, d\Gamma_2\, dt + \iint_{Q} f^2(x, y, t)\, dx dy dt,$$

cu $\gamma_i > 0$, $i = \overline{1,3}$, coeficienţi de pondere daţi iar $u_D \in L^2(\Omega)$ reprezintă distribuţia dorită a cîmpului termic la momentul t_f.

Primul termen din (18) penalizează eroarea la momentul final între distribuţia reală şi cea dorită a cîmpului termic, iar ultimii doi termeni penalizează comenzile prea mari.

În acest caz ecuaţiile de stare adjuncte (10)—(12) devin :

$$c\frac{\partial \psi}{\partial t} = -\frac{\partial}{\partial x}\left(k_x \frac{\partial \psi}{\partial x}\right) - \frac{\partial}{\partial y}\left(k_y \frac{\partial \psi}{\partial y}\right), \text{ în } Q, \tag{19}$$

$$c\psi(x, y, t_f) = 2\gamma_1 (u(x, y, t_f) - u_D(x, y)), \tag{20}$$

$$\frac{\partial \psi}{\partial n} + \psi h = 0, \tag{21}$$

iar :

$$J'(p) = (\psi + 2\gamma_3 f), \ (\psi h + 2\gamma_2 v)\ \Gamma_2). \tag{22}$$

Pentru a obţine un model cu parametri concentraţi se discretizează ecuaţiile de stare (1) şi ecuaţiile de stare adjuncte (19), utilizînd metoda elementului finit. Ideea de bază a metodei [3] constă în împărţirea domeniului Ω, în care se calculează cîmpul termic în subdomenii numite elemente finite. În fiecare element funcţia necunoscută u se aproximează printr-o combinaţie de forma $u^e = \sum_{i=1}^{r} u_i N_i$, unde N_i sînt funcţii de formă, iar u_i sînt valorile lui u în r puncte (noduri) specificate în fiecare element. În spaţiul bidimensional elementele sînt cel mai frecvent triunghiuri, iar u_i sînt valorile lui u în vîrfurile unui triunghi.

3.1. Discretizarea spaţială a ecuaţiilor de stare

Se consideră discretizarea domeniului Ω prin elemente finite triunghiulare de ordinul întîi, (fig. 1). Fiecare triunghi de domeniul Ω^e este caracterizat de trei noduri, numerotate 1, 2, 3, iar în fiecare element se aproximează funcţia necunoscută u prin :

$$u^e = \sum_{i=1}^{3} N_i(x, y)\, u_i(t) = [N]^e \{u\}^e,$$

unde vectorul liniei $[N]^e$ are componentele N_1, N_2, N_3, iar vectorul-coloană $\{u\}^e$ are drept componente valorile nodale u_i. Funcţiile de formă N_i au expresiile [4] :

$$N_i = (a_i + b_i x + c_i y)/(2D), \tag{24}$$

cu a_i, b_i, c_i — coeficienţi care depind de coordonatele carteziene ale nodurilor, iar D este aria triunghiului.

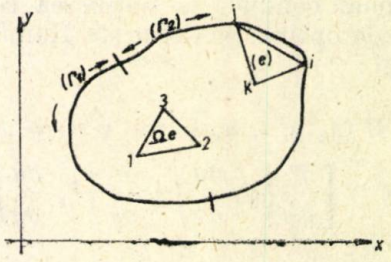


Fig. 1

Folosind procedeul lui Galerkin de minimizare a reziduului aproximării lui u prin u^e, rezultă, la nivelul fiecărui element, ecuaţiile [5] :

$$\int_{\Omega^e} \left[\frac{\partial}{\partial x}\left(k_x \frac{\partial u}{\partial x}\right) + \frac{\partial}{\partial y}\left(k_y \frac{\partial u}{\partial y}\right) - c\frac{\partial u}{\partial t}\right] Ni\, dx\, dy = 0, \ i = 1, 2, 3. \tag{25}$$

Cu aproximarea (23) și folosind formula lui Green pentru introducerea condițiilor pe frontieră, din (25) rezultă :

$$-\left[\int_{\Omega e}\left(k_x\frac{\partial N_i}{\partial x}\left[\frac{\partial N}{\partial x}\right]^e+k_y\frac{\partial N_i}{\partial y}\left[\frac{\partial N}{\partial y}\right]^e\right)dx\,dy\right]\cdot$$

$$\cdot\{u\}^e+\int_{\Omega e}f\,N_i\,dx\,dy-\int_{\Omega e}c\,N_i\,[N]^e\,dx\,dy\cdot \quad (26)$$

$$\cdot\left\{\frac{\partial u}{\partial t}\right\}^e-\left(\int_{\Gamma_2}hN_i[N]^e\,d\Gamma_2\right)\{u\}^e+\int_{\Gamma_2}hN_i v\,d\Gamma_2=0,$$

sau, sub formă matriceală :

$$K_c^e\left\{\frac{du}{dt}\right\}^e+K^e\{u\}^e+K_h\{u\}^e-\{k_v\}^e-\{f\}^e=0. \quad (27)$$

În ipoteza că la nivelul fiecărui element proprietățile de material c, kx, ky sînt constante, componentele matricelor și vectorilor care apar în (27) au expresiile :

$$k_{cij}^e=c^e\int_{\Omega e}N_i\,N_j\,dx\,dy=c^e\frac{D}{12}(1+\delta ij),$$

$$k_{ij}^e=\frac{1}{4D}\,(k_x^e\,b_i\,b_j+k_y^e\,c_i\,c_j),$$

$$k_h^e=h\,\frac{l_{ij}}{3}\begin{bmatrix}\frac{1}{3} & \frac{1}{6} & 0\\ \frac{1}{6} & \frac{1}{3} & 0\\ 0 & 0 & 0\end{bmatrix}, \quad (28)$$

$$\{k_v\}^e=h\,v^e\,l_{ij}\begin{bmatrix}\frac{1}{2}\\ \frac{1}{2}\\ 0\end{bmatrix};\quad \{f\}^e=[F]\begin{bmatrix}f_1\\ f_2\\ f_3\end{bmatrix},$$

$$\text{cu } F_{ij}=\frac{D}{12}(1+\delta_{ij}),$$

cu : δ_{ij} — simbolul lui Kronecker, iar l_{ij} — lungimea laturii ij a triunghiului care are latura pe frontiera Γ_2 (fig. 1).

În cazul triunghiurilor care nu au laturi pe frontieră, termenii al treilea și al patrulea din (27) lipsesc. Ecuația diferențială (27) se poate scrie sub forma :

$$K_C^e\left\{\frac{du}{dt}\right\}^e+k_T^e\{u\}^e=\{R\}^e, \quad (29)$$

unde : $k_T^e=k^e+k_h^e$; $\{R\}^e=\{k_v\}^e+\{f\}^e$.

Condiția inițială (2) devine :

$$\{u(t)\}^e=\{u_0(x_i,y_i)\}^e. \quad (30)$$

Scriind ecuațiile (28) pentru fiecare element și asamblîndu-le, rezultă un sistem de aceeași formă cu vectorul $\{u\}$, format din valorile lui u în toate nodurile rețelei :

$$K\left\{\frac{du}{dt}\right\}+K_T\{u\}=\{R\}, \quad (31)$$

$$\{u(t_0)\}=\{u_0(x_i,y_i)\};\quad i=\overline{1,N}. \quad (32)$$

cu N — numărul total de noduri.

3.2. Discretizarea spațială a ecuațiilor de stare adjuncte

Urmînd același procedeu din § 3.1., se aproximează funcția de stare adjunctă $\psi(x,y,t)$ într-un element „e" prin :

$$\psi^e(x,y,t)=\sum_{x=1}^{3}N_i(x,y)\,\psi_i(t)=[N]^e\{\psi\}^e. \quad (33)$$

Metoda lui Galerkin de minimizare a reziduului aproximării aplicată la ecuația (19), conduce la sistemul de ecuații :

$$\int_{\Omega e}\left[\frac{\partial}{\partial x}\left(k_x\frac{\partial\psi}{\partial x}\right)+\frac{\partial}{\partial y}\left(k_y\frac{\partial\psi}{\partial y}\right)+c\frac{\partial\psi}{\partial t}\right]\cdot \quad (34)$$

$$\cdot Ni\,dx\,dy=0.$$

Folosind formula lui Green pentru introducerea condițiilor pe frontieră (20), cu aproximarea (33) din (34) se obține :

$$K_c^e\left\{\frac{d\psi}{dt}\right\}^e-K^e\{\psi\}^e-k_h\{\psi\}^e=0,$$

sau :

$$K_c^e\left\{\frac{d\psi}{dt}\right\}^e-K_T^e\{\psi\}^e=0, \quad (35)$$

cu K_c^e, K_h^e, K_T^e avînd aceeași semnificație ca în (27) și (29).

Prin asamblarea ecuațiilor (35), scrise pentru fiecare element se obține un sistem de ecuații diferențiale ordinare de aceeași formă cu (35), care se integrează cu condițiile (20) scrise sub formă discretizată :

$$\{c\psi lt_f\}=2\gamma_1(\{u(t_f)\}-\{u_D(x_i,y_i)\}). \quad (36)$$

4. Determinarea comenzii optime

Discretizarea spațială a ecuațiilor de stare și adjuncte conduce la un model cu parametri concentrați pentru problema controlului optimal al transferului de căldură.

În practică, controlul nu se face prin comenzi simultane distribuite în interiorul și pe frontiera domeniului spațial, motiv pentru care aceste cazuri se tratează separat.

Determinarea comenzii optime se poate face utilizînd o tehnică de gradient simplu sau proiectat (în cazul comenzilor cu restricții).

Algoritmul de obținere a comenzii optime, bazat pe tehnica gradientului cuprinde următorii pași:

1 — se alege o comandă inițială $p_0(t)$, $t \in [t_0, t_f]$, ceea ce implică discretizarea intervalului de timp:

2 — se integrează în sens direct în timp ecuațiile de stare (31) cu condițiile inițiale (32);

3 — se integrează în sens invers ecuațiile de stare adjuncte (35) cu condițiile finale (36);

4 — se calculează o nouă comandă:

$$p_{k+1} = p_k - \alpha_k J'(p_k),$$

folosind (22) cu α_k determinat printr-un procedeu de minimizare unidimensională a funcționalei J adică:

$$J(p_{k+1}) < J(p_k);$$

5 — se repetă pasul 2 pînă cînd modificările lui J de la o iterație la alta sînt neglijabile.

Dezavantajul metodei gradientului, bazată pe prima variație a funcționalei J, constă în aceea că soluția obținută poate reprezenta un minim local și nu global și deci este necesară analiza semnului variațiilor de ordin superior ale lui J, analiză uneori imposibilă în probleme complexe. O posibilitate de tratare a acestor aspecte o oferă principiul minimului (Pontryagin).

4.1. Comenzi distribuite în interiorul domeniului

Acest caz corespunde situației cînd $v \equiv 0$, deci sursele de căldură acționează în interiorul domeniului Ω, soluție mai grea din punct de vedere al implementării practice, dar tehnologiile actuale permit și acest mod de control.

Obținerea comenzii optime, folosind optimizarea directă a Hamiltonianului cuprinde următorii pași:

1 — se aleg valori pentru funcțiile $\{f(t)\}^\circ$, $t \in [t_0, t_f]$;

2 — se rezolvă numeric sistemul de ecuații diferențiale (31), obținîndu-se $\{ult)\}$, folosind, de exemplu, o metodă de integrare numerică (Runge—Kutta, Adams etc.);

3 — se calculează funcția $\{\varphi(t)\}$, rezolvînd ecuația de stare (35) cu condițiile finale (36);

4 — se evaluează gradientul Hamiltonianului $\nabla_f H$ care este:

$$\nabla_f H = \{\Psi\} + 2\gamma_3 \{f\},$$

folosind funcțiile $\{\psi\}$ și $\{u\}$ determinate la pașii 2 și 3.

Se calculează noua comandă:

$$\{f(t)\}^{k+1} = \{f(t)\}^k - \alpha \nabla_f H.$$

unde α este mărimea pasului pe direcția gradientului lui H;

5 — se repetă pașii 2—4 pînă la atingerea valorii staționare a Hamiltonianului.

4.2. Comenzi distribuite pe frontiera domeniului

Acesta este cazul cel mai frecvent în aplicațiile practice din cauza facilităților de implementare a unor astfel de comenzi. Controlul prin convenție, descris de (16), conduce la o problemă de control optimal liniară, iar în cazul controlului prin radiație, cînd fluxul de căldură la frontieră este proporțional cu v, problema devine neliniară și ridică dificultăți de calcul.

În cazul controlului prin convecție, variația de ordinul întîi a funcționalei J ia forma:

$$J'(v) = (\psi h + 2\gamma_2 v)\Gamma_2.$$

5. Concluzii

Problema controlului optimal al cîmpului termic apare frecvent în ingineria chimică, metalurgie etc., și implică dificultăți de calcul, din cauză că variabilele de stare depind de mai multe variabile independente (spațiul și timpul). Găsirea unor modele matematice și în special obținerea efectivă a comenzii optime implică realizarea unor modele numerice care să aproximeze cît mai bine soluția problemei. Metoda elementului finit utilizată în lucrare oferă un model cu parametri concentrați pentru problema difuziei căldurii, dînd posibilitatea, în acest fel, fructificării unor rezultate remarcabile, obținute în domeniul teoriei sistemelor cu parametri concentrați. Precizia rezultatelor se poate modifica prin rafinarea rețelei de discretizare.

Bibliografie

[1] *Vladimirov, V. S.* Ecuațiile fizicii matematice. Ed. Științifică și Enciclopedică, București 1980.

[2] *Vasiliev, F. P.* Metodi reșenia ecstremelnîh zadaci, Moscova 1981.

[3] *Lions, J. L., Lelong,* P. Contrôle optimal de systèmes gouvernés par des equations aux derivees partielles. Paris, 1968.

[4] *Huebner, H.* K. The finite element method for engineers. New York 1975.

[5] *Cârstea, I.* Regimul tranzitoriu în propagarea căldurii determinat prin metoda elementelor finite. In: Electrotehnica 32, nr. 5, iulie 1984.

CZ 621.315.1

TRANZISTOARE DE PUTERE
ÎMPERECHERE
TESTOR

Punerea în paralel a tranzistoarelor de putere

EMIL VOICULESCU* — CLUJ-NAPOCA

Introducere

Evoluția din ultimii ani a tranzistoarelor bipolare de putere și de comutație este impresionantă. Pe plan intern, anunțarea Darlingtoanelor de foarte mare putere din familia GT (Giant Transistor) [1] constituie un eveniment tehnic de primă importanță. Utilizînd capsule hockey-puck cu diametre pînă la 74 mm (capsula T50), vor putea fi comutați curenți de 600 A_{vf} la 1 000 V, adică puteri de 600 kW, cu un singur tranzistor.

Aceste supertranzistoare vor rămîne în mod firesc componente scumpe și, probabil, relativ rare, date fiind performanțele lor deosebite. În plus, gama puterilor de acționare este practic nelimitată, astfel că punerea în paralel a tranzistoarelor de putere, mai ales în regim de comutație, rămîne actuală [2, 3].

1. Regimul static al tranzistoarelor legate în paralel

Cînd se leagă direct în paralel tranzistoare cu caracteristici diferite, ele trebuie să lucreze la aceleași tensiuni v_{BE} și v_{CE}, ceea ce înseamnă curenți de bază diferiți și curenți de colector diferiți. Legînd direct, terminal cu terminal, tranzistoarele (hard parallel), caracteristicile de intrare diferite determină curenți de bază inegali (fig. 1a), iar dispersia caracteristicilor de transfer determină curenți de colector diferiți (fig. 1b).

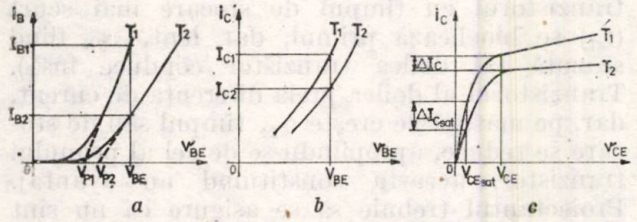


Fig. 1. Dezechilibrarea tranzistoarelor puse direct în paralel din cauza : a — caracteristicilor de intrare diferite ; b — a caracteristicilor de transfer diferite și c — a caracteristicilor de ieșire diferite.

Chiar liniarizînd caracteristicile de intrare ca în figura 1a, se obține :

$$V_{BE} = V_{P1} + R_{B1} \cdot I_{B1} = V_{P2} + B_{B2} \cdot I_{B2}, \quad (1)$$

adică, rezultă curenți de bază diferiți :

$$I_{B1} \neq I_{B2}. \quad (2)$$

S-a notat cu : V_p — tensiunea de prag și cu R_B — rezistența internă a bazei.

Se observă că depărtarea celor două valori I_{B1}, I_{B2} se datorește în principal rezistențelor R_B diferite. De aici ideea de a pune rezistoare de egalizare în serie cu bazele (fig. 2a). Dacă

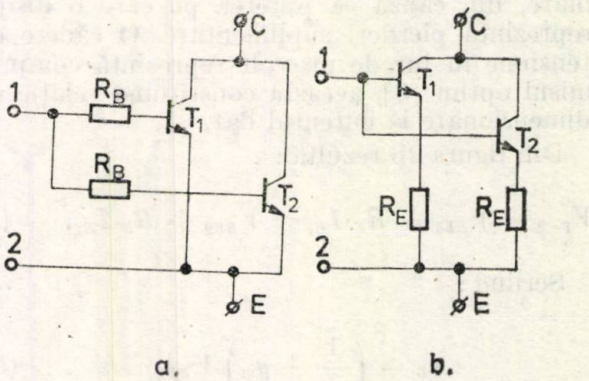


Fig. 2. Circuite de egalizare pentru compensarea dispersiei parametrilor tranzistoarelor puse în paralel a — a caracteristicilor de intrare diferite ; b — a factorilor diferiți de amplificare în curent.

R_B este mărită suficient, curenții de bază pot fi practic egalați. În saturație însă, îmbunătățirea adusă de aceste rezistoare este neglijabilă, dispersia r_{RCEsat} contînd mai mult. Cu toate că la funcționarea în cvasi-saturație îmbunătățirea datorată rezistențelor R_B este considerabilă, procedeul este relativ rar folosit [2] pentru că împrăștierea curenților de colector la blocare este mai mare cu aceste rezistențe.

Legarea în paralel a două tranzistoare cu caracteristici de intrare diferite duce la supraîncărcarea unuia dintre tranzistoare, la o tensiune dată V_{BE}. Suplimentul de putere disipată va mări temperatura joncțiunii tranzistorului mai solicitat. În funcție de coeficienții termici ai tensiunilor V_{BEsat} și V_{CEsat}, la curentul respectiv de colector, uneori poate scădea I_B, deci I_C, ceea ce echivalează cu o autoechilibrare [2].

În saturație, tranzistorul de putere este efectiv o mică rezistență, dată de tensiunea de saturație la curentul respectiv, și înglobînd rezistența de contact. Tensiuni V_{CEsat} diferite de-

* Institutul Politehnic Cluj-Napoca

termină curenți de colector diferiți, după cum rezultă din figura 1c, în care sînt comparate caracteristicile de ieșire ale tranzistoarelor puse în paralel.

În regiunea activă normală, unde caracteristicile tranzistorului sînt aproape orizontale, dezechilibrul se datorește numai dispersiei h_{FE} la tensiunea V_{CE} respectivă. Cînd crește curentul de colector, dispersia cîștigului scade și curenții de colector tind să devină egali. Oricum, dezechilibrul curenților din cauza tensiunilor V_{CEsat} diferite este superior celui datorat dispersiei cîștigului; dezechilibrul din cvasi-saturație se accentuează la saturare (figura 1c):

$$\Delta I_C < \Delta I_{Csat}. \tag{3}$$

Calea cea mai simplă de egalizare a curenților de colector este plasarea unor rezistoare în serie cu emitoarele, ca în figura 2b. Valoarea rezistoarelor de egalizare nu poate fi prea mare, din cauză că puterea pe care o disipă reprezintă pierderi suplimentare. O cădere de tensiune în jur de un volt reprezintă compromisul optim [3], aceasta constituind relație de dimensionare la curentul dat.

Din figura 2b rezultă:

$$V_{1-2} = V_{BE1} + R_E \cdot I_{E1} = V_{BE2} + R_E \cdot I_{E2}. \tag{4}$$

Scriind:

$$I_E = \left(\frac{1}{r_\pi} + g_m\right) V_{BE}, \tag{5}$$

rezultă:

$$\frac{V_{BE2}}{V_{BE1}} = \frac{1 + \left(\frac{1}{r_{\pi 1}} + g_{m1}\right) R_E}{1 + \left(\frac{1}{r_{\pi 2}} + g_{m2}\right) R_E} \simeq \frac{1 + g_{m1} \cdot r_{\pi 1}}{1 + g_{m2} \cdot r_{\pi 2}} \approx \frac{\beta_1}{\beta_2}, \tag{6}$$

dacă R_E este suficient de mare pentru a fi justificată neglijarea $1 \ll g_m R_E$.

Relația (6) demonstrează că datorită cuplajului prin rezistoarele R_E, tranzistorul cu amplificare mai mică este comandat mai puternic, aceasta conducînd la egalizarea curenților.

2. Regimul dinamic al tranzistoarelor legate în paralel

Tranzistoarele de mare putere sînt folosite mai ales în circuitele de comutație în care sarcina este inductivă.

La comutație directă, nu apar în general probleme; de îndată ce începe să crească curentul prin tranzistorul mai rapid, viteza sa de creștere este limitată de cea a curentului de bază. La comutație directă, orice tranzistoare se împerechează bine.

La comutație inversă însă, după blocarea tranzistoarelor rapide, tranzistorul cu cel mai lung timp de stocare trebuie să conducă întreg curentul de sarcină (fig. 3). Dacă puterea disipată de tranzistoarele rapide este scăzută, cele mai lente trebuie să comute vîrfuri importante de energie, cu pericolul căderilor prin străpungere secundară.

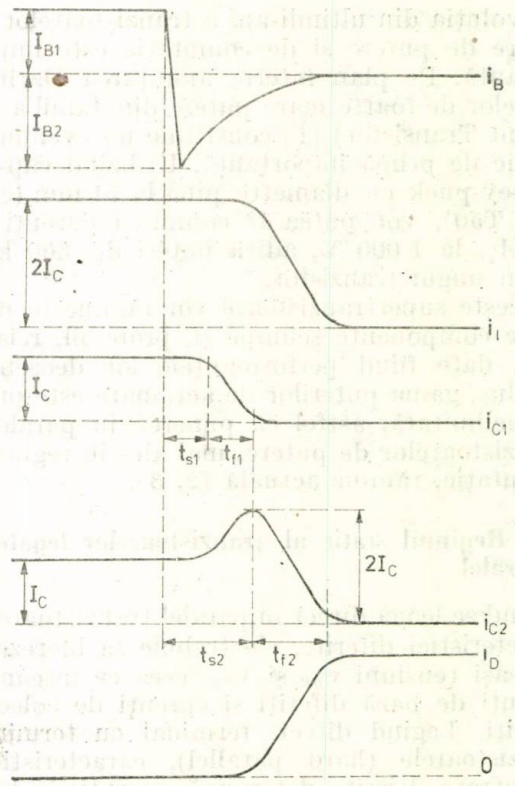


Fig. 3. Supraîncărcarea tranzistorului mai lent la blocare, din cauza timpilor diferiți de comutație.

În diagrama cu forme de undă din figura 3, tranzistorul cu timpul de stocare mai scurt (t_{s1}) se blochează primul, dar lent, v_{CE} fiind scăzută (al doilea tranzistor conduce însă). Tranzistorul al doilea preia diferența de curent, dar, pe măsură ce crește i_{C2}, timpul său de stocare se reduce, apropiindu-se de cel al primului tranzistor, aceasta constituind un avantaj. Proiectantul trebuie să se asigure că nu sînt depășite valorile-limită absolute nici pentru tranzistoarele mai încărcate (cele lente), că rămîn și acestea în interiorul ariei de funcționare sigură. Se observă că i_l, curentul prin sarcină, începe să scadă doar după epuizarea timpului t_{s2}, și doar atunci preia dioda de fugă curentul de sarcină ($i_l + i_D = \text{const}$).

Parametrii electrici cei mai importanți la comutație inversă sînt tensiunea v_{CEsat}, la I_C și I_B dați, și h_{FE} în regiunea activă. Practic, se poate constata că prin selectarea unor tran-

zistoare cu aceeași tensiune v_{CEsat} și același h_{FE} este posibilă o egalizare perfectă pe durata comutației inverse [3], atît cu sarcină rezistivă, cît și cu sarcină inductivă.

Circuitele din figura 4 împiedică saturarea tranzistoarelor puse în paralel, pe durata conducției; aceasta conduce la o puternică redu-

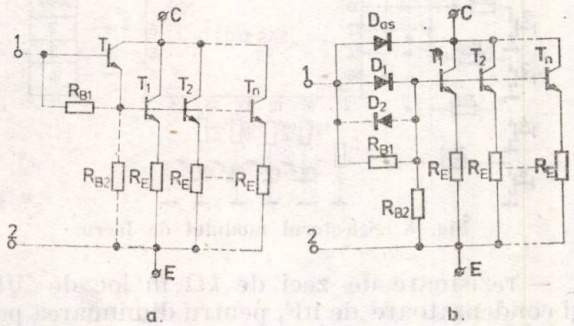


Fig. 4. Procedee uzuale de egalizare a timpilor de comutație prin împiedicarea saturării tranzistoarelor finale; a — folosind conexiunea Darlington; b — cu diode anti-saturare (Baker).

cere a timpilor de stocare și, în consecință, la o oarecare egalizare, chiar dacă tranzistoarele au caracteristici foarte diferite în saturație.

Optimizarea curentului de bază direct și invers, conjugată cu folosirea diodei limitatoare Baker (D_{as}, fig. 4b) duce la reducerea timpilor de stocare cu un ordin de mărime față de cei de la saturație [2]. Pierderile în conducție la frecvențe joase, sînt însă mai mari cu diodă limitatoare Baker. Rezistența R_{B2}, opțională, menține comutatorul blocat în lipsa comenzii. Dioda D_2 permite evacuarea rapidă a sarcinii stocate în baze, deci o comutație inversă eficientă.

Utilizarea inductivităților diferențiale în serie cu colectorul este prezentată în figura 5. Procedeul poate fi folosit cu două tranzistoare, sau

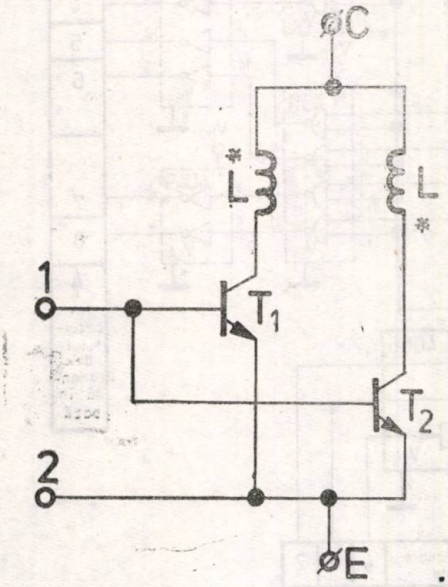


Fig. 5. Egalizarea curenților de colector fără pierderi de putere, în regim de comutație.

două grupuri de tranzistoare, puse în paralel. Cele două inductivități sînt egale, dar legate în opoziție. La blocare are loc o bună egalizare a curenților de colector dacă dispersia t_s nu este prea mare. Dezavantajul metodei este legat de faptul că inductivitățile conduc jumătate din curentul de sarcină, deci, sînt relativ voluminoase. Ca și în cazul tiristoarelor, cîteva spire pe un tor de ferită sînt suficiente.

Datele de catalog, chiar atunci cînd specifică dispersia timpilor de comutație, nu sînt suficiente pentru împerecherea tranzistoarelor de putere; sortarea acestora după timpii de comutație măsurați la curentul pe care urmează să-l comute, asigură fiabilitatea necesară și este de fapt singura soluție practică. Testorul prezentat în cele ce urmează este destinat acestui scop.

3. Descrierea testorului

Pentru împerecherea a două pînă la opt tranzistoare, a fost proiectat dispozitivul a cărui schemă-bloc este dată în figura 6. Funcționarea sa este următoarea:

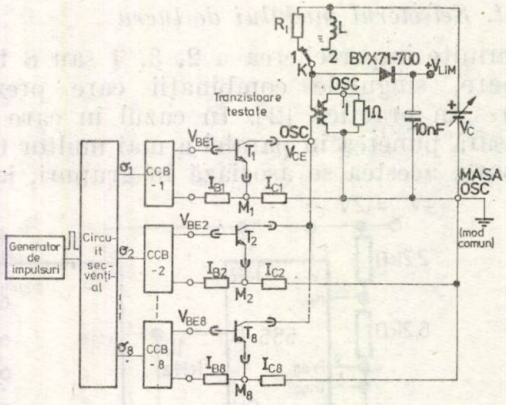


Fig. 6. Schema-bloc a standului pentru împerecherea tranzistoarelor în regim de comutație CCB — circuitele de comandă în baze.

Din circuitul secvențial, care este un numărător în inel, se comandă pe rînd tranzistoarele testate în ritmul impulsurilor de tact de la generator. Acestea sînt legate pentru a forma funcția SAU-cablat în punctul V_{CE} — OSC (OSC — punct de control pentru osciloscop). Rezultă astfel în punctul I_l — OSC o succesiune de impulsuri distincte care pot fi suprapuse ca în figura 7, dacă se declanșează sincronizarea cu frontul lor crescător. Pentru aceasta, se folosește un transformator de impulsuri pe oală de ferită, cu una-două spire în primar și secundarul puternic amortizat (transformator de curent). În acest fel, componenta inductivă a sarcinii tranzistoarelor $T_1 \ldots T_8$ este practic neglijabilă și impulsurile secundare reproduc fidel impulsurile curenților de colector. La osciloscoapele sofisticate variația factorului de umplere poate fi contracarată și sincronizarea

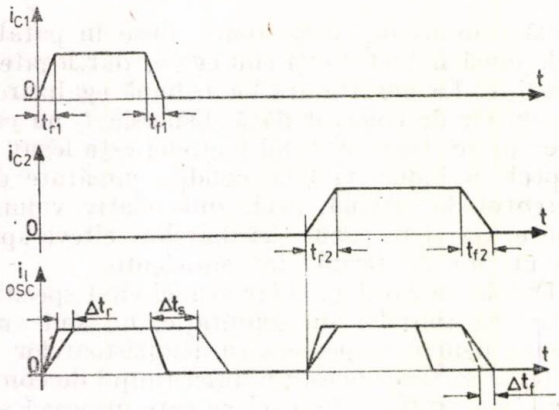


Fig. 7. Forme de undă ilustrînd principiul de măsurare utilizat.

impulsurilor individuale este ușor realizabilă. Faptul că impulsurilre curenților de colector sînt suprapuse de un osciloscop obișnuit este aproape întotdeauna un dezavantaj. În cazul de față, acest „dezavantaj" este chiar principiul pe baza căruia se compară timpii de comutație ai tranzistoarelor de împerecheat.

În cele ce urmează sînt descrise blocurile funcționale.

3.1. Selectorul modului de lucru

Permite împerecherea a 2, 3, 4 sau 8 tranzistoare, singurele combinații care prezintă interes în practică [2]. În cazul în care este necesară punerea în paralel a mai multor tranzistoare, acestea se asociază în grupuri, iar la împerechere se selectează grupurile cu timpi de comutație apropiați.

Selectorul din figura 8 folosește comutatorul senzorial SAS 560. Față de schema recomandată de producător [4], circuitul prezintă următoarele adaptări:

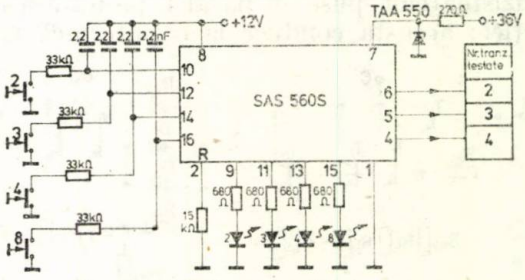


Fig. 8. Selectorul modului de lucru.

— rezistoare de zeci de $k\Omega$ în loc de $M\Omega$-i și condensatoare de nF, pentru diminuarea pericolului de autoperturbare a testorului;

— taste în locul contactelor prin atingere (tactile feedback).

Tensiunea de alimentare de peste 30 de volți se obține simplu cu un triplor legat la redresorul de 12 V.

3.2. Repartitorul impulsurilor de comandă în baze

Este construit în jurul numărătorului octal 4022 (fig. 9). Pe calea comutatorului analogic 4066 — bistabilul RS cu 4001—Reset 4022, se închidere o reacție [5] care permite funcțio-

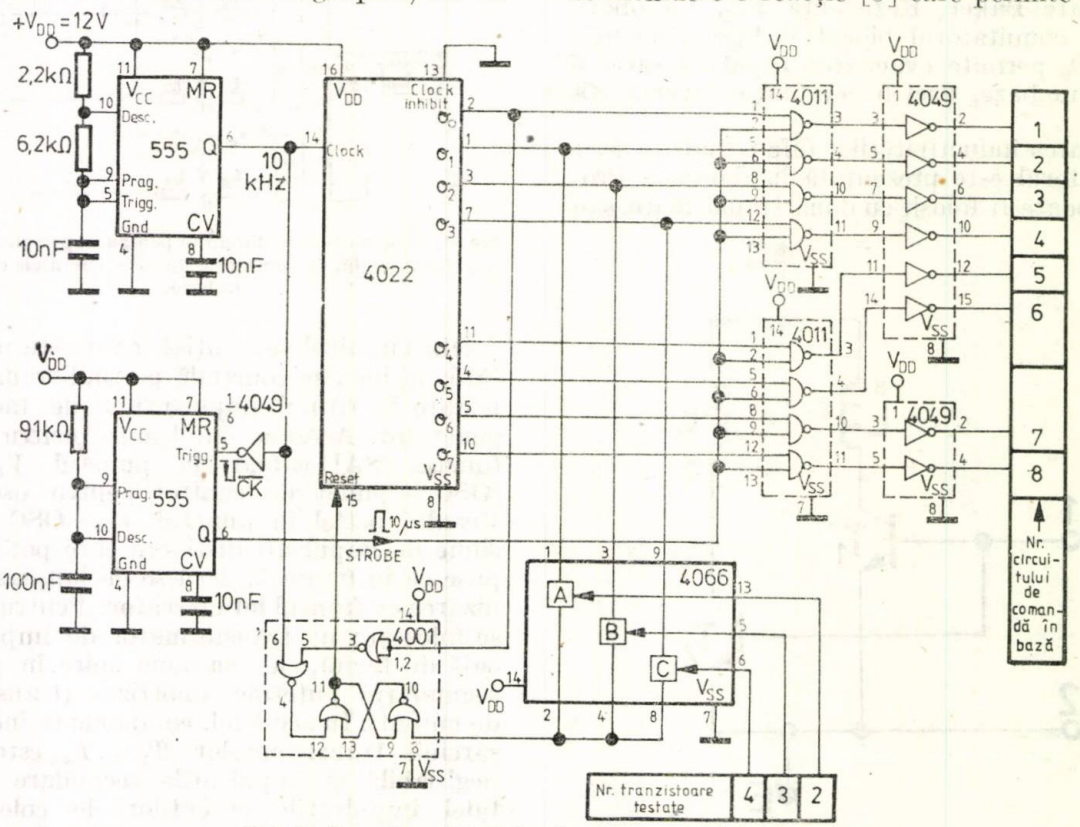


Fig. 9. Repartitorul impulsurilor de comandă în baze.

narea numărătorului în cele patru moduri dorite:

— ca bistabil la ieșirile 1—2, cînd se deschide poarta *A* din comutatorul 4066 (două tranzistoare testate);

— ca numărător în inel cu 3 sau 4 stări, cînd se deschide poarta *B*, respectiv *C*;

— ca numărător cu 8 stări cînd bucla prin 4066 este deschisă, iar circuitul 4022 funcționează ca numărător octal propriu-zis.

Generatorul de tact realizat cu timerul 555 produce o frecvență de 10 kHz. Ținînd seama că durata conducției fiecărui tranzistor testat este fixată la 10 μs [6] prin al doilea 555, rezultă factorii de umplere în cele patru moduri de lucru: de la 1% pentru opt tranzistoare testate, la 5% cînd se testează două. Aceasta exclude necesitatea radiatoarelor pentru tranzistoarele testate, chiar atunci cînd prin ele trec curenți de mai mulți amperi (este recomandabil ca împerecherea să se facă la curentul la care vor lucra tranzistoarele testate).

Cu multiplexorul cu NANDuri și bufferele de ieșire se ajunge la zece circuite integrate folosite.

3.3. Circuitul de comandă în bază

În figura 10 este prezentat circuitul de comandă în bază pentru un singur tranzistor testat, împreună cu circuitul de măsură a timpilor de comutație.

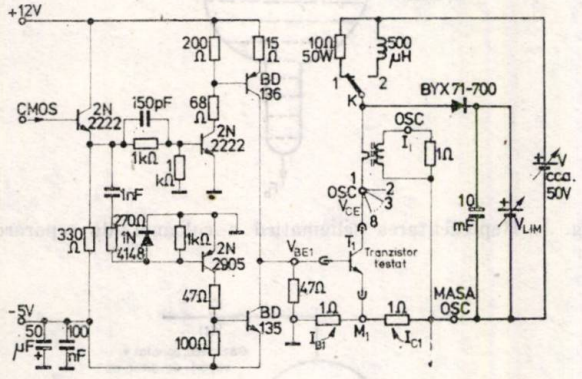


Fig. 10. Circuitul de comandă în bază împreună cu circuitul de măsură a timpilor de comutație (un canal).

Tranzistorul de intrare este repetor pe emitor pentru a oferi o rezistență de sarcină de mai multe zeci de *k*Ω-i pentru repartitorul CMOS. Pe ramura de sus se comandă comutația directă. Tranzistorul BD 136 a fost conectat ca generator de curent comandat pentru ca împiedicîndu-i saturația, impulsul curentului de bază să fie rapid.

Pe ramura de jos se comandă comutația inversă. Sursa de minus 5 V accelerează comutația inversă fără străpungerea joncțiunii *B*—*E* a tranzistorului testat. Durata polarizării inverse a bazei este fixată prin grupul 1 nF, 270Ω și 330Ω. În lipsa comenzii, tranzistorul e menținut blocat prin rezistorul de 47Ω și prin cel de 1Ω dintre emitor și masă. Căderea de tensiune de pe acesta din urmă este proporțională cu curentul de comandă și poate fi vizualizată mutînd masa osciloscopului în punctul M_1.

Punctele de măsură $M_1 \ldots M_8$ servesc la identificarea impulsurilor curenților de colector după multiplexarea lor în timp. Cu o sondă a osciloscopului în punctul I_t—OSC și masa osciloscopului în punctul MASA OSC, se trece sonda celui de-al doilea canal al osciloscopului în punctele $M_1 \ldots M_8$, vizualizînd curentul de colector al tranzistorului respectiv. Pentru identificare cele două imagini pot fi suprapuse.

Timpii de comutație pot fi măsurați pe sarcină rezistivă sau inductivă, în funcție de specificul aplicației pentru care se împrerechează $T_1 \ldots T_8$. În cel de-al doilea caz, tensiunea V_{CEmax} este limitată cu sursa auxiliară V_{LIM} la cîteva sute de volți. Testorul poate servi deci și la verificarea capabilității în tensiune a tranzistoarelor testate.

În circuitele de putere amplasarea tranzistoarelor (layout-ul) și cablajul exterior sînt critice. Pentru layout-ul tranzistoarelor trebuie folosită simetria circulară. Tranzistoarele împerecheate trebuie montate pe același radiator pentru a asigura un cuplaj termic bun.

Atunci cînd trebuie puse multe tranzistoare în paralel, ele trebuie împărțite în grupuri de 4 sau 8, fiecare cu circuitul propriu de protecție.

4. Concluzii

Sortarea tranzistoarelor de putere pentru conectarea în paralel este o necesitate obiectivă, care nu poate fi ocolită decît la puteri mici, prin soluții de circuit (fig. 4,5).

Testorul prezentat în lucrare rezolvă împerecherea dorită la curenți de colector pînă la 10 A.

NOTĂ

Autorul aduce mulțumiri colectivului de calculatoare din Institutul Politehnic Cluj-Napoca pentru sugestia de a proiecta un testor care să sorteze grupuri de trei tranzistoare pentru sursa în comutație a unității discului mare al calculatorului CORAL.

Bibliografie

[1] *Dunca, T., Raiu D., Sdrulla D.* Tranzistcare cu siliciu Catalog IPRS Băneasa, 1989.

[2] Marconi Electronic Devices. Parallel Operation of High Power Switching Transistors. Application Note 3. Lincoln G. B. Aug. 1986.

[3] *Bazoki, C., Gatti, A.* Parallel Connectio of High Voltage Transistors. SGS Design Note DN 306 Printed in Italy, March 1980.

[4] *Bodea, M., Vild-Maior, A. A.* Comutator senzorial SAS 560S, SAS 570S. În „Circuite integrate liniare. Manual de utilizare". Vol. 2, Ed. Tehnică, București, 1980.

[5] *Ardelean, I., Giuroiu, H. Petrescu, L. L.* Circuite integrate CMOS Manual de utilizare. Ed. Tehnică, București, 1986.

[6] *Pshaenich, A.* Temperature Rise Fixture. În „New Power Bipolars Compare Favorably with FETs, for Switching Efficiency". Motorola Application Note AN-845, Switzerland, 1983.

CZ 622.77 : 621.396

COLOANĂ SEPARARE DIACETILENA ÎN AMONIAC
MODELARE MATEMATICĂ
CONDUCERE OPTIMALĂ

Conducerea optimală în regim staționar a unei coloane de separare a diacetilenei în amoniac (coloana echivalentă)

TUDOROIU NICOLAE, VÎNĂTORU MATEI* — CRAIOVA

Introducere

În lucrare sînt abordate o serie de aspecte legate de modelarea și conducerea optimală în regim staționar a unei coloane de separare a diacetilenei în amoniac.

Deoarece modelul matematic al coloanei este reprezentat printr-un număr de 38 de ecuații [4], corespunzînd celor 19 talere ale coloanei, autorii au încercat să reducă dimensiunea modelului, echivalînd coloana inițială printr-o coloană cu 4 talere, ceea ce conduce la creșterea considerabilă a vitezei de răspuns a echipamentului de calcul utilizat pentru simularea funcționării coloanei. Pentru conducerea optimală în regim staționar a coloanei echivalente s-a elaborat un algoritm, pretabil pentru implementarea pe calculatorul numeric.

1. Modelul matematic al coloanei de separare

Reprezentarea schematică a coloanei inițiale și a celei echivalente este evidențiată în figurile 1 și 2.

Bilanțurile de material pe coloană și pe fiecare taler în parte, ca și curbele de echilibru la absorbție, conduc la un model matematic, în regim staționar, de forma :

a) Bilanțul de diacetilenă pe întreaga coloană :

$$G_0 Y_0 - G_0 Y(19) - (L_0 + F)X(1) = 0. \quad (1)$$

b) Talerul $T1$:

$$(L_0 + F)\,X(2) + G_0 Y_0 - G_0\,Y(1) - \\ - (L_0 + F)\,X(1) = 0. \quad (2)$$

c) Talerul $T2$:

$$L_0\,X(3) + G_0 Y_0 - G_0 Y(2) - \\ - (L_0 + F)\,X(1) = 0. \quad (3)$$

d) Talerul T_J ;

$$L_0 X(J+1) - G_0 Y(J) - (L_0 + F)X(1) + \\ + G_0 Y_0 = 0, \quad J = \overline{3 \div 18}. \quad (4)$$

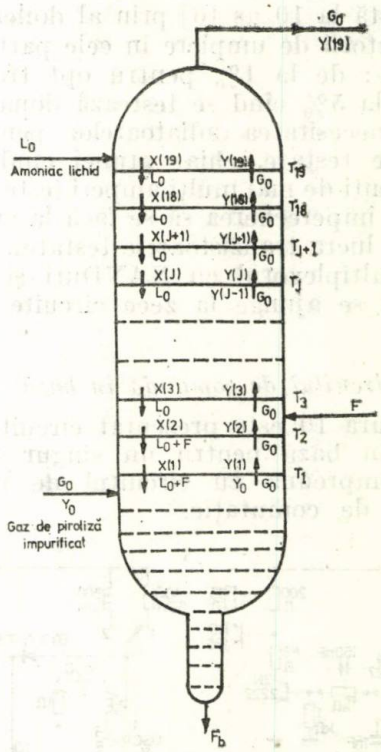


Fig. 1. Reprezentarea schematică a coloanei de separare.

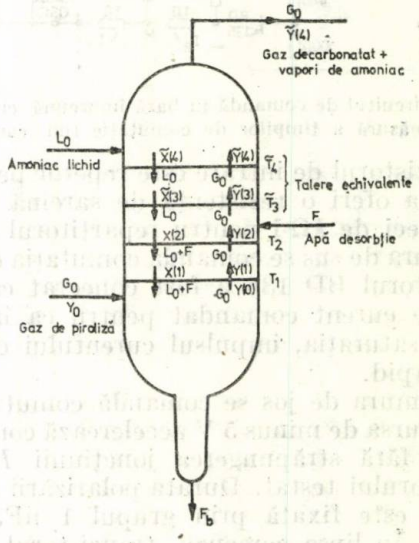


Fig. 2. Reprezentarea schematică a coloanei de separare echivalente.

* Facultatea de Electrotehnică, Universitatea din Craiova.

e) Talerul $T19$:

$$Y(19) = \frac{P_S(19)\cdot\gamma_S X(19)}{P + X(19)\,(P - P_S(19)\gamma_S)}, \quad (5)$$

relaţie ce face legătura între concentraţiile de diacetilenă în fază lichidă şi gazoasă pentru fiecare taler în parte :

$$Y(J) = \frac{P_S(J)\,\gamma_S X(J)}{P + X(J)\,(P - P_S(J)\gamma_S)}, \quad J = \overline{1,19}, \quad (6)$$

unde :

— P_S, P, γ_S reprezintă presiunea de vapori a solutului la temperatura de pe taler, presiunea din coloană, respectiv coeficientul de activitate a solutului în faza lichidă ;

— G_0, Y_0 — debitul de gaz de piroliză impurificat, respectiv, concentraţia diacetilenei în acesta ;

— L_0 — debitul de amoniac pentru absorbţie ;

— $Y(J), X(J) \mid_{J=\overline{1,19}}$ concentraţiile de diacetilenă în fază gazoasă, respectiv lichidă, pe talerele T_J :

— F — debitul de alimentare cu apă de desorbţie.

Introducînd notaţiile :

$x = [X(1), X(2), \ldots, X(19), Y(1), Y(2), \ldots, Y(19)]^T$ — vectorul de stare ataşat coloanei ;

$u = [G_0\, L_0\, F\, Y_0]^T = [u_1\, u_2\, u_3\, u_4]^T$ — vectorul mărimilor de intrare.

$$K_J = \frac{P_S(J)\gamma_S}{P}, \quad K_J^* = \frac{P - P_S(J)\gamma_S}{P}, \quad J = \overline{1,19},$$

se obţine modelul matematic al coloanei de absorbţie sub forma sistemică :

$$a') \quad u_1u_4 - u_1x_{38} - (u_2+u_3)x_1 = 0, \quad (7)$$

$$b') \quad (u_2+u_3)\,x_2 + u_1u_4 - u_1x_{20} - (u_2+u_3)\,x_1 = 0, \quad (8)$$

$$c') \quad u_2x_3 + u_1u_4 - u_1x_{21} - (u_2+u_3)\,x_1 = 0, \quad (9)$$

$$d') \quad u_2x_{J+1} + u_1u_4 - u_1x_{19+J} - (u_2+u_3)\,x_1 = 0, \quad (10)$$

$$e') \quad x_{19+J} = \frac{K_J x_J}{1 + K_J^* x_J}, \quad J = \overline{1,19}. \quad (11)$$

Se observă că sistemul de ecuaţii ce descrie modelul matematic al coloanei de separare este neliniar.

2. Modelul matematic al coloanei de separare echivalente

Făcînd abstracţie de fenomenele fizice care au loc de-a lungul întregii coloane, datorită asemănării formale a ecuaţiilor ce descriu comportarea în regim staţionar a talerelor $T3 \div T18$, din punct de vedere al simulării comportării coloanei, se poate recurge la „concentrarea" talerelor $T3 \div T18$ într-un singur taler. Prin urmare, coloana de absorbţie iniţială cu 19 talere este echivalentă cu o coloană cu 4 talere, reprezentată schematic în figura 2.

Din punct de vedere tehnic, această echivalentă poate fi justificată şi de faptul că între talerele $T3 \div T18$ nu există nici o posibilitate de acces pentru efectuarea unor măsurători ale parametrilor de funcţionare (temperaturi, presiuni, concentraţii), fenomenele fizice nu pot fi cunoscute şi stăpînite întrutotul, evoluţiile concentraţiilor de diacetilenă, în fază lichidă şi gazoasă, nu pot fi controlate pe deplin, determinarea lor fiind estimativă.

Trebuie subliniat faptul că, această echivalenţă are loc numai din punct de vedere al descrierii matematice, nu şi fizic, în sensul reproiectării coloanei, prin reducerea numărului de talere, prin aceasta, afectînd chimismul reacţiilor din interiorul coloanei, calitatea producţiei obţinute, ca de altfel şi solicitările mari, din punct de vedere constructiv, ale elementelor coloanei.

Introducînd notaţiile :

$x = [X(1), X(2), \tilde{X}(3), X(19), Y(1), Y(2), \tilde{Y}(3), Y(19)]^T = [\tilde{x}_1 \cdot \tilde{x}_2 \ldots \tilde{x}_8]^T$ — vectorul de stare redus,

$$\tilde{K}_J = \frac{\tilde{P}_S(J)\gamma_S}{P}\ ;\ \tilde{K}_J^* = \frac{P - \tilde{P}_S(J)\gamma_S}{P}\ ;\ J = \overline{1,4},$$

se va obţine modelul matematic al coloanei de absorbţie echivalente, care este de forma :

$$u_1u_4 - u_1\tilde{x}_8 - (u_2+u_3)\tilde{x}_1 = 0 \quad \text{(ecuaţia de bilanţ pe întreaga coloană)}, \quad (12)$$

$$(u_2+u_3)\tilde{x}_2 + u_1u_4 - u_1\tilde{x}_5 - (u_2+u_3)\tilde{x}_1 = 0 \quad \text{(talerul } \tilde{T}1), \quad (13)$$

$$u_2\tilde{x}_3 + u_1u_4 - u_1\tilde{x}_6 - (u_2+u_3)\,\tilde{x}_1 = 0, \quad \text{(talerul } \tilde{T}2), \quad (14)$$

$$u_2\tilde{x}_4 + u_1u_4 - u_1\tilde{x}_7 - (u_2+u_3)\,\tilde{x}_1 = 0, ; \quad \text{(talerul } \tilde{T}3), \quad (15)$$

$$\tilde{x}_{4+J} = \frac{\tilde{K}_J\tilde{x}_J}{1 + \tilde{K}_J^*\cdot\tilde{x}_J}, \quad J = \overline{1,4}. \quad (16)$$

3. Formularea problemei de conducere optimală

Problema conducerii optimale a coloanei în regim staționar constă în determinarea debitului optim de amoniac lichid u_2^*, astfel încît concentrația de diacetilenă în fază gazoasă de pe ultimul taler $\tilde{x}_8$ să fie minimă.

Prin urmare, indicatorul de performanță pentru problema de optimizare este de forma :

$$J = \tilde{x}_8 = \min_{u_2}. \tag{17}$$

Restricțiile impuse comenzii, ca și vectorului de stare sînt de tipul :

$$\begin{cases} u_4 \leqslant 10\% \text{ volumul de efluent din blazul coloanei} \\ \tilde{x}_8 \leqslant \varepsilon_1. \end{cases} \tag{18}$$

Pentru siguranță, se impune ca u_4 să fie de valoare constantă $E = 0{,}07\ V_{\text{efluent}}$ în blaz.

În cazul în care $0 \leqslant \tilde{x}_8 \leqslant \varepsilon_1$ rezultă urme ușoare de diacetilenă în gazul supus purificării în vîrful coloanei de absorbție, iar dacă $\tilde{x}_8 = 0$ este situația în care gazul de piroliză este purificat 100% de diacetilenă, al cărui caracter puternic exploziv impune luarea unor măsuri severe de securitate.

Gradul înalt de periculozitate, pe care îl prezintă creșterea concentrației de diacetilenă în gazul de piroliză, implică considerarea unei valori pentru ε_1, astfel încît, să fie asigurată siguranța deplină. Din punct de vedere al optimizării staționare, singura componentă a vectorului de comandă u, care se modifică, este debitul de amoniac u_2, celelalte fiind constante (u_1, u_3), iar u_4 este impusă la valoarea E.

4. Determinarea comenzii optimale

Pentru soluționarea problemei de optimizare se stabilește mai întîi dependența între $\tilde{x}_8$ și u_2. Procedînd în mod asemănător ca și în cazul coloanei inițiale [4] din condiția impusă :

$$J(u_2) = \varepsilon_1, \tag{19}$$

rezultă expresia comenzii optimale :

$$u_2^* = u_1 \frac{(\tilde{K}_4^* \varepsilon_1 - \tilde{K}_4)(\varepsilon_1 - \tilde{x}_7)}{\varepsilon_1}. \tag{20}$$

Algoritmul dezvoltat pentru determinarea comenzii suboptimale (deoarece $J(u_2)$ este o funcție monoton descrescătoare) comportă următoarele etape :

[P1] Se alege o valoare inițială pentru concentrația de diacetilenă în fază gazoasă de pe talerul $\tilde{T}_4$, $\tilde{x}_7 = \varepsilon_2$, $(\varepsilon_2 > \varepsilon_1)$.

[P2] Pentru valoarea impusă lui $\tilde{x}_7$ la [P1] se calculează comanda admisibilă :

$$u_2 = \frac{u_1(\varepsilon_1 - \varepsilon_2)(\tilde{K}_4^* \varepsilon_1 - \tilde{K}_4)}{\varepsilon_1} \tag{21}$$

[P3] Se determină concentrațiile în fază lichidă și gazoasă : $\tilde{x}_1, \tilde{x}_2, \ldots, \tilde{x}_7$ din ecuațiile ce determină modelul matematic al coloanei, pentru valoarea lui u_2 de la [P2].

[P4] Pentru noua valoare a lui $\tilde{x}_7$ se calculează comanda corespunzătoare lui $\tilde{x}_8 = \varepsilon_1$:

$$u_2^* = \frac{u_1(\varepsilon_1 - \tilde{x}_7)(\tilde{K}_4^* \varepsilon_1 - \tilde{K}_4)}{\varepsilon_1} \tag{22}$$

[P5] Se repetă [P3] și [P4] pînă cînd șirul de comenzi u_{2i}^* converge către o valoare stabilizată a comenzii u_2^*.

5. Concluzii

Examinînd expresia comenzii optimale, dată de (22), se observă apariția cazului critic atunci cînd $\varepsilon_1 \to 0$, ceea ce ar însemna ca $u_2^* \to \infty$, situație ce nu concordă cu realitatea practică, deoarece debitul de amoniac lichid crește pînă la o valoare $u_{2\max}$ (finită), pe care nu o mai poate depăși din considerente tehnologice.

Această situație poate fi interpretată matematic datorită faptului că, în imediata vecinătate a originii curba :

$$\tilde{K}_4 = \frac{1 + \tilde{K}_4^* \tilde{x}_4}{\tilde{x}_4} \tilde{x}_8, \tag{23}$$

poate fi liniarizată, obținîndu-se o dependență liniară între $\tilde{K}_4$ și $\tilde{x}_8$:

$$\tilde{K}_4 = \overline{\overline{K}} \tilde{x}_8 \tag{24}$$

și, prin urmare, valoarea maximă a debitului de amoniac lichid, corespunzătoare cazului critic, este egală cu :

$$u_{2\max}^* = \lim_{\varepsilon_1 \to 0} \frac{u_1(\varepsilon_1 - \tilde{x}_7)(\tilde{K}_4^* \varepsilon_1 - \overline{\overline{K}} \varepsilon_1)}{\varepsilon_1} = (\overline{\overline{K}} - \tilde{K}_4^*) u_1 \tilde{x}_7. \tag{25}$$

Considerarea concentrației de diacetilenă în fază gazoasă $\tilde{x}_8$ constantă, egală cu ε_1 (impus, din motive de siguranță în funcționare a instalației), pentru determinarea comenzii suboptimale u_2^* este pe deplin justificată dacă se are în vedere faptul că, timpul dintre două probe de laborator ale concentrației de diacetilenă în

fază gazoasă de la vîrful coloanei este de un schimb (8 ore).

Obținerea după, expirarea unui ciclu complet de calcul, a unei noi valori a comenzii suboptimale u_2^* (valoare afișată pe display-ul monitorului) conduce la modificarea de către operatorul uman (conducere în regim de „ghid-operator"), sau prin comanda dată de calculator (în cazul conducerii în timp real a procesului), a debitului de amoniac lichid, acționînd în mod corespunzător elementul de execuție.

Bibliografie

[1] *Ionescu, V. Popeea, C.* Optimizarea sistemelor, EDP, București 1981.

[2] *Marinoiu, V., Stratula, C,. Petcu, A.* Metode numerice aplicate în ingineria chimică, E. T., București, 1986.

[3] *Tudoroiu, N., Vînătoru, M., Burdescu, D.* Posibilități de conducere cu calculatorul în regim de ghid-operator a unei coloane de separare a diacetilenei. Al. V-lea Simpozion Național de Teoria Sistemelor, Craiova 1988.

[4] *Tudoroiu, N., Vînătoru, M., Burdescu, D.* Conducere optimală în regim dinamic a coloanei de absorbție a diacetilenei în amoniac. Al V-lea Simp. Naț. Teoria Sistemelor, Craiova, 1988.

[5] *Vînătoru, M.,* Automatizări industriale continue, Curs reprografiat, Reprografia Universității Craiova, 1987.

CZ 621. 315.6 : 025.4

MATERIALE ELECTROIZOLANTE
CLASIFICARE

Considerente și propuneri privind clasificarea și selecția materialelor electroizolante

VALERIAN LICĂ* — BUCUREȘTI

Selecția corectă a unui material izolant prezintă o deosebită importanță pentru comportarea în exploatare și pentru durata de serviciu a unui produs electrotehnic. Această alegere devine din ce în ce mai dificilă, fiind condiționată de numărul mare de materiale electroizolante existente, de dezvoltarea rapidă a tehnicii de izolație și de condițiile multiple impuse. De aceea s-au propus și aplicat o serie de sisteme de clasificare care să dea posibilitatea constructorului să aleagă materialul izolant cel mai potrivit utilizării respective, din care numai cîteva au reușit parțial să contribuie efectiv la operația de selecție.

Dintre acestea, în cele ce urmează vor fi enunțate cele mai importante.

Clasificarea după caracteristicile fundamentale

Curt Brinkmann în lucrarea „Materiale izolante pentru electrotehnică" susținînd că o apreciere general valabilă și o diferențiere în privința posibilităților de utilizare sînt extrem de dificile, aplică în cazul materialelor electroizolante o ordonare după caracteristicile fundamentale.

O astfel de ordonare constă în împărțirea în materiale izolante anorganice și organice, prin aceasta determinîndu-se anticipat proprietățile esențiale ale materialelor. În continuare materialele sînt subîmpărțite în materiale naturale și produse obținute sintetic. Materialele naturale sînt acelea care apar în natură, în principal gata de întrebuințare; nu trebuie exclusă totuși o pregătire.

În cazul produselor sintetice este vorba de materiale care sînt produse sintetic, din materiile prime date, prin procedee fizico-chimice sau chimice.

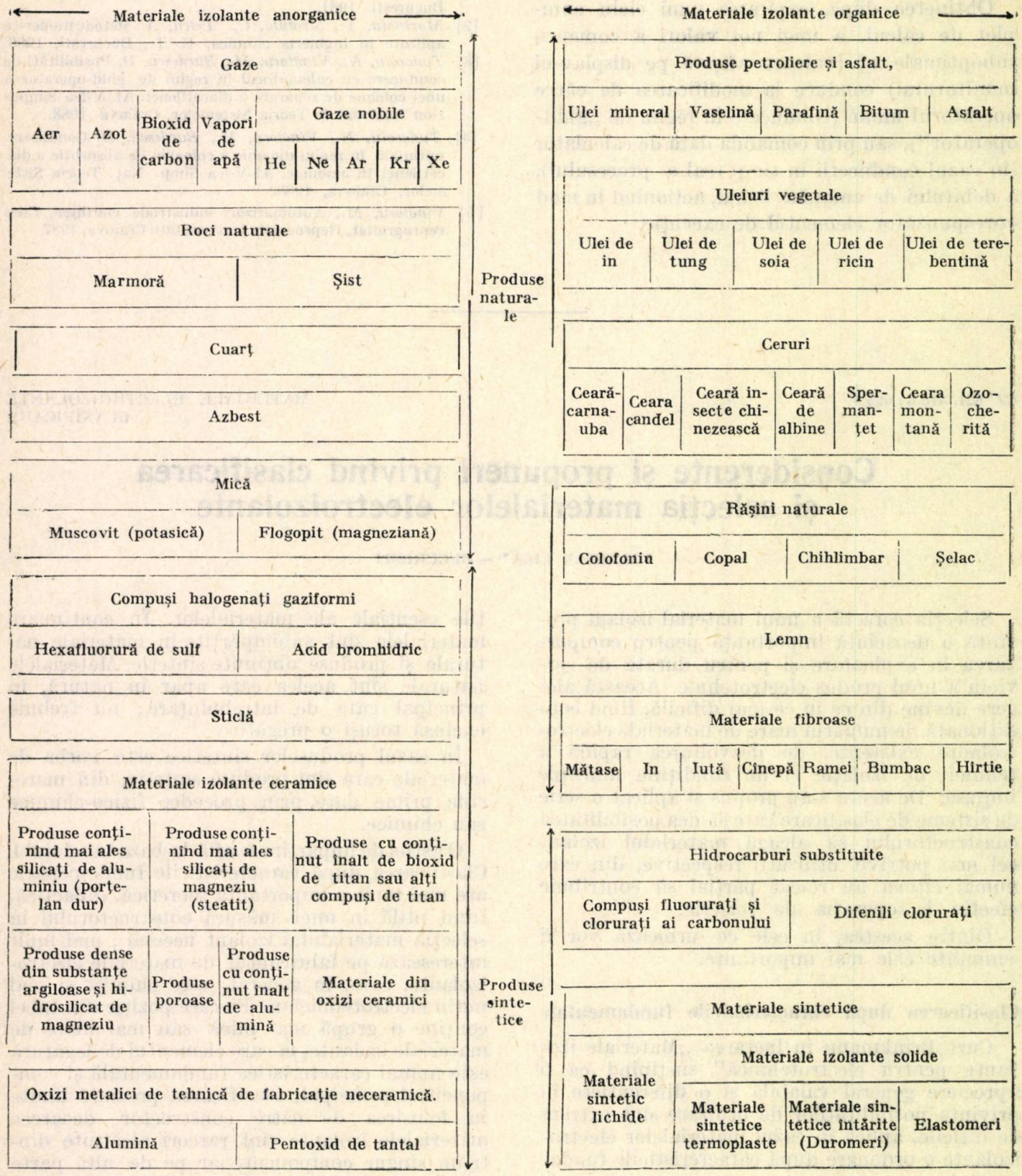
O astfel de împărțire se află la baza tabelului 1 Clasificarea după caracteristicile fundamentale are mai mult o importanță teoretică, didactică, fiind utilă în mică măsură constructorului în selecția materialului izolant necesar; mai mult interesează pe fabricantul de materiale electroizolante, care, în general, este chimist și mai puțin electrotehnician. Fiecare poziție din tabel conține o grupă mai mică sau mai mare de materiale izolante, la care elementul de legătură este numai caracteristica fundamentală și componentul principal. Clasificarea prezintă limite în folosirea de către constructor deoarece materialele izolante sînt rareori alcătuite dintr-un singur component, iar pe de altă parte constructorii sînt puțin familiarizați cu denumirile chimice.

Clasificarea după considerente practice (definită în Enciclopedia materialelor electroizolante, editată de Comitetul Electrotehnic Elvețian 1954), are la bază următoarele :

* Ing. *Lică V.* — Întreprinderea de Cabluri și Materiale Electroizolante — București.

Tabelul 1

Materiale izolante pentru electrotehnică



— starea finală a materialului izolant în mașină (sub formă de gaz, lichidă sau solidă);

— destinația materialului izolant (înfășurare, impregnare, lăcuire etc.);

— modificări la care materialul izolant este supus în timpul prelucrării;

— anumite particularități, pe care le dobîndesc materialele izolante datorită diferitelor adaosuri, ca de exemplu solvenți, pigmenți etc., și care determină domeniul lor de utilizare;

— starea și forma materialului izolant înainte de prelucrare.

Tabelul

Clasificarea materialelor electroizolante

1. Materiale izolante sub formă de gaze.		111. Gaze şi vapori.
2. Materiale izolante lichide.	U	211. Materiale izolante lichide.
3. Materiale izolante solide de forme diferite, care în timpul procesului de realizare a unei izolaţii nu suferă nici o modificare.	31. Materiale izolante solide fără o formă definită.	311. Mase moi care se pot frămînta.
		312. Prafuri, fulgi, fibre.
	32. Materiale izolante solide filiforme.	321. Filamente, fire, şnururi.
		322. Filamente, fire şi şnururi impregnate.
	33. Materiale izolante solide sub formă plată.	331. Materiale izolante anorganice în formă plată.
		332. Folii sintetice.
		333. Hîrtii, cartoane şi produse similare.
		334. Ţesături şi produse similare.
		335. Hîrtii şi ţesături impregnate sau acoperite (inclusiv tuburi).
		336. Materiale stratificate (izolaţii de crestătură etc.).
	34. Materiale izolante solide nestratificate de diferite forme şi dimensiuni.	341. Piese fasonate anorganice (ceramică, sticlă, cuarţ etc.).
		342. Piese fasonate termorigide.
		343. Piese fasonate termoplastice.
		344. Elastomeri (cauciucuri vulcanizate).
		345. Alte materiale izolante nestratificate de diferite forme şi dimensiuni.
	35. Materiale izolante solide stratificate de diferite forme şi dimensiuni.	351. Materiale stratificate presate.
4. Materiale izolante solide plate pentru înfăşurări şi acoperiri, cu lipire, prin fixarea straturilor suprapuse (Materiale din grupele 411—431 sînt prevăzute cu adezivi pentru acest scop).	41. Materiale solide plate autoadezive.	411. Folii sintetice, autoadezive.
		412. Hîrtii şi ţesături autoadezive.
		413. Materiale stratificate plate autoadezive.
	42. Materiale izolante solide plate, cu lipire la cald.	421.—422. Folii sintetice, hîrtii şi ţesături cu lipire la cald.
		423. Materiale stratificate plate cu lipire la cald (în principal produse pe bază de mică).
	43. Materiale izolante solide plate, cu un adeziv care conţine solvenţi.	431. Materiale izolante plate „umede" (în principal produse pe bază de mică).
	44. Materiale izolante solide, plate, cu lipire prin sudare.	441. Folii sintetice sudabile.
	45. Materiale izolante solide, plate, cu lipire prin sudare şi modificări chimice	451 Folii sintetice cu lipire prin sudare şi modificări chimice.
5. Materiale izolante solide în stare finală, pentru umplere, impregnare, acoperire sau încleiere, care sînt prelucrate în fază lichidă sau păstoasă.	51. Materiale izolante transformabile în stare solidă prin modificări fizice (solidificare, evaporarea solvenţilor sau gelifiere).	511. Mase izolante fuzibile fără materiale de umplutură.
		512. Mase izolante fuzibile cu materiale de umplutură.
		513. Lacuri izolante, nepigmentate, care se usucă prin evaporarea solventului.
		514. Lacuri izolante (lacuri de protecţie) pigmentate, care se usucă prin evaporarea solventului.
		515. Plastisoli şi organosoli.
		516. Cleiuri şi chituri, care se usucă prin evaporarea solventului.

	52. Materiale izolante transformabile în stare solidă prin modificări chimice (polimerizare, policondensare, poliadiție).	521. Rășini de turnare sau impregnare, fără solvent, reactive, fără materiale de umplutură.
		522. Rășini de turnare sau impregnare, fără solvent, reactive, cu materiale de umplutură în granule fine.
		523. Chituri și cimenturi fără solvenți, reactive.
	53. Materiale izolante transformabile în stare solidă prin modificări fizice și chimice (evaporarea solvenților urmată de oxidare, polimerizare, policondensare sau poliadiție).	531. Lacuri de impregnare și acoperire cu uscare la cuptor. Lacuri de acoperire cu uscare la aer.
		532. Lacuri izolante (de protecție), pigmentate, cu uscare prin evaporarea solventului și modificări climatice.
		533. Lacuri izolante pentru emailarea conductoarelor electrice.
		534. Cleiuri și chituri, cu uscare prin evaporarea solventului și modificări chimice.

Tabelul 2 cuprinde clasificarea materialelor electroizolante conform acestor considerente.

Toate materialele izolante dintr-o grupă au următoarele caracteristici comune : aceeași stare finală și formă ; pot fi folosite în același mod și la prelucrare suferă aceleași modificări.

Enciclopedia materialelor electroizolante cuprinde tabele care dau, pentru grupa respectivă, o orientare asupra proprietăților generale ale materialelor izolante, destinația, modul de prelucrare, măsurile de precauție necesare la prelucrare și în utilizare.

Tabelele conțin de asemenea proprietățile specifice ale materialelor izolante. Informații suplimentare urmau să fie prezentate în monografii. Pînă în prezent au apărut monografiile pentru piese fasonate termorigide (grupa 342) și pentru lacurile de emailare a conductoarelor electrice (grupa 533).

Această clasificare conține cîteva elemente utile, dar insuficiente pentru selecția materialelor izolante ; unele grupe, care urmează fidel principiile clasificării, conțin materiale izolante cu destinații diferite și nu prezintă indicații după care să se efectueze selecția în funcție de destinația pentru izolația produsului electrotehnic.

Enciclopedia respectivă, ca și monografiile care ar fi trebuit să apară, constituie un material documentar ordonat, bogat în informații, care, reactualizat la anumite perioade, ar putea deveni un material documentar de bază în operația dificilă de selecție a materialelor izolante.

Clasificarea după o anumită proprietate, ca de exemplu, după **stabilitatea termică,** aprobată în anul 1954 de Comitetul Nr. 15 al Comitetului Electrotehnic Internațional.

Prin prescripțiile din norma CEI 85 (1984), reprodusă în STAS 6247-87, se aduc ultimele clarificări în direcția clasificării după stabilitatea termică.

Anduranța izolației produselor electrotehnice (mașini și aparate) este influențată de diverși factori : temperatură, solicitări mecanice, solicitări electrice, condiții de mediu, acțiunea unor agenți chimici, umiditate, poluare și radiații ionizante.

În cazul produselor electrotehnice, factorul principal de degradare (îmbătrînire) este temperatura-limită de funcționare, exprimat prin clasa termică.

Clasificarea materialelor și a sistemelor de izolație după stabilitatea termică, respectiv valoarea-limită a temperaturilor admise, se face luînd în considerare condițiile normale de exploatare a produsului electrotehnic respectiv, pentru obținerea unei durate de serviciu normată, corespunzătoare.

Stabilitatea termică a unui material electroizolant este capacitatea acestuia de a îndeplini funcțiile pentru care este utilizat în condițiile de solicitare termică din serviciu, un timp comparabil cu cel calculat pentru durata de servici normată a produsului electrotehnic în care este utilizat.

Materialele electroizolante și sistemele de izolație folosite în construcția mașinilor electrice, a transformatoarelor, a aparatelor electrice și a altor produse electrotehnice se clasifică după stabilitatea termică în următoarele clase termice :

Clasa termică	*Temperatura °C*
Y	90
A	105
E	120
B	130
F	155
H	180
200	200
220	220
250	250

Temperaturile superioare celei de 250°C se stabilesc la intervale de 25°C și atribuirea claselor termice se face în mod corespunzător.

Multe materiale electroizolante de același tip pot exista în mai multe variante, avînd stabilitatea termică diferită. Compoziția chimică de bază a unui material nu este suficientă pentru a caracteriza stabilitatea termică a acestuia.

Încadrarea într-o anumită clasă termică a unui produs electrotehnic nu presupune ca fiecare material izolant, utilizat în construcția produsului, să aibă aceeași stabilitate termică.

Temperatura-limită a unui sistem de izolație nu este totdeauna legată direct de stabilitatea termică a fiecărui material component.

În cadrul unui sistem, stabilitatea termică a diverselor materiale electroizolante poate fi îmbunătățită prin influența reciprocă a acestora, după cum lipsa de compatibilitate între unele materiale poate reduce temperatura-limită de funcționare a sistemului.

Pentru evaluarea termică a materialelor electroizolante se iau ca bază rezultatele încercărilor și experiența în utilizare.

Clasificarea materialelor izolante, numai pe baza stabilității lor termice, este mult discutată din următoarele motive :

— o clasificare din punct de vedere termic a izolanților este dificilă, aproape chiar imposibilă, deoarece aceasta trebuie să aibă în vedere fenomene, adesea independente unele de altele și a căror importanță variază cu destinația și condițiile de utilizare a acestor izolanți. Asemenea fenomene sînt : descompunerea chimică, îmbătrînirea sub efectul căldurii, variația proprietăților mecanice și electrice în funcție de temperatură, influența altor materiale etc.

Această clasificare duce, de multe ori, la o confuzie între clasele termice ale mașinilor și ale izolațiilor, impunînd izolațiilor temperatura de utilizare fără să țină seama că un izolant, care este corespunzător pentru o mașină dintr-o clasă termică dată, poate să nu corespundă la o altă mașină, din aceeași clasă termică, la care diferă condițiile de execuție și utilizare ;

— un singur element, stabilitatea termică a materialului izolant, este insuficient pentru o selecție corespunzătoare ; această clasificare poate constitui numai o parte a unei clasificări cuprinzătoare a materialelor electroizolante, care, pînă în prezent, nu a fost elaborată și aplicată.

Autorul acestui articol își propune să prezinte un proiect de clasificare a materialelor electroizolante, mai accesibilă constructorului de produse electrotehnice, bazată în primul rînd pe destinația izolantului în izolația electrică.

Plecînd de la domeniile de utilizare, funcția de bază, destinația în sistem și rolul pe care-l îndeplinește un material izolant se stabilesc 26 de așa-numite „componente ale izolației", după cum se vede în tabelul 3.

Componente ale izolației electrice *Tabelul 3*

Cod	Componente ale izolației	Grupa sau tipul de material izolat care se utilizează
A.	Plăci și repere rigide stratificate [1]	3 (cartoane); 11; 13.5; 21.3; 20
B.	Conductoare de bobinaj	
C.	Izolații de crestătură [2]	2;5; 11 (profile); 13.2; 14.2; 16 (pudră epoxi)
D.	Izolația principală a înfășurărilor	13.3; 13.4
E.	Izolația capetelor de bobină	1 (benzi); 4(benzi); 13.2—13.3
F.	Pene de crestătură	11; 21.3.3; 21.3.4
G.	Izolații de colectoare	13.1; 13.5
H.	Impregnarea bobinajelor	16; 18
I.	Acoperire și protecție	17
J.	Turnare, încapsulare, înglobare	15; 16
K.	Bandajare, legare	1; 10.3; 14.2.2
L.	Consolidare, cimentare, umplere	14.2; 15; 19; 21.1
M.	Fixare	14.1; 19
N.	Conexiuni, racordări	10
O.	Izolații de bobine și conductoare	1 (benzi); 2; 4; 10
P.	Protecție Corona [3]	4(benzi); 14.2; (benzi)—17
Q.	Materiale termocontractibile	1; 2; 10
R.	Circuite imprimate	12
S.	Izolații pentru aparate termice	13.1.9; 13.1.10
T.	Repere izolante anorganice	6
U.	Repere izolante termorigide	7; 14.2
V.	Repere izolante termoplastice	8
W.	Izolații pentru conductoare și cabluri	8; 9
X.	Dielectrici pentru condensatoare	2; 3
Y.	Diverse izolații	21.2
Z.	Spațiu disponibil	

[1] plăci, discuri, suporturi, separatoare, tije, pereți izolanți, inele, distanțoare, straturi intermediare, plăci de borne, tablouri de comandă, plăci de bază, roți dințate, profile, piese de construcție.

[2] izolații de crestătură, izolații între faze, izolații între straturi, izolații intermediare.

[3] Materialele conductive — cu particule de carbon (grafit, negru de fum). Materiale semiconductive — cu carbură de siliciu.

Tabelul 4

Grupe şi tipuri de materiale electroizolante solide

Cod	Denumire	Simbol	Temperatura maximă admisă în utilizare, °C
1	2	3	4
1'	FIRE, ŞNURURI, ŢESĂTURI ŞI PRODUSE SIMILARE		
1.0.1	Bumbac	C	90
1.0.2	Bumbac acetilat	Ca	90—105
1.0.3	Viscoză	C	90
1.0.4	Acetat de celuloză	CA	60—105
1.0.5	Polietilenă	PE	60—90
1.0.6	Policlorură de vinil	PVC	75—90
1.0.7	Policlorură de viniliden	PVDC	75—90
1.0.8	Poliacrilnitril	PAN	90—105
1.0.9	Politetrafuoretilenă	PTFE	180—250
1.0.10	Mătase naturală	S	90
1.0.11	Poliamidă	PA	90—105
1.0.12	Polietilen tereftalat	PETP	90—120
1.0.13	Poliuretan	PUR	90—120
1.0.14	Poliamidă aromatică (aramidă)	PAa	220
1.0.15	Sticlă	G	180—300
1.0.16	Azbest	A	200—450
2	FOLII IZOLANTE		
2.0.1	Celuloză regenerată		60—105
2.0.2	Acetat de celuloză	CA	60—120
2.0.3	Acetobutirat de celuloză	CAB	60—120
2.0.4	Etilceuloză	EC	55—90
2.0.5	Clorhidrat de cauciuc		75—90
2.0.6	Poliamidă	PA	90—105
2.0.7	Polietilentereftalat	PETP	90—130
2.0.8	Policarbonat	PC	120
2.0.9	Poliimidă	PI	200
2.0.10	Polisulfonă	PSU	150
2.0.11	Polihidantoină		150
2.0.12	Polibenzoxazindionă		180
2.0.13	Polietilenă	PE	60—90
2.0.14	Polipropilenă	PP	105
2.0.15	Polistiren	PS	60—90
2.0.16	Policlorură de vinil	PCV	75—90
2.0.17	Policlorură de viniliden	PVDC	75—90
2.0.18	Politetrafluoretilenă	PTFE	180—250
2.0.19	Politrifluorcloretilenă	PCTFE	130—155
2.0.20	Politetrafluoretilenă — hexafluorpropilenă	PFEP	160
3	HÎRTII ŞI CARTOANE		
3.1	Celuloză din fibre vegetale		
3.1.1	Hîrtii şi cartoane celulozice	C	90
3.2	Celuloză transformată		
3.2.1	Hîrtie acetilată		90
3.2.2	Hîrtie pergaminată		90
3.2.3	Fibră vulcan	VF	90
3.3	Necelulozice		
3.3.1	Hîrtie de polietilenă	PE	60—90
3.3.2	Hîrtie de polietilentereftalat	PETP	130
3.3.3	Hîrtie şi cartoane de aramidă	PAa	220
3.3.4	Hîrtie şi cartoane de azbest	A	130—250
3.3.5	Hîrtie de mică	M	250
3.3.6	Hîrtie de sticlă	G	250
3.3.7	Hîrtie de ceramică		
4	HÎRTII ŞI ŢESĂTURI LĂCUITE FLEXIBILE.		
4.1	Hîrtii lăcuite		
4.1.1	Hîrtie celulozică + mase fuzibile		40—50
4.1.2	Hîrtie celulozică + lacuri organice		90—120
4.1.3	Hîrtie de azbest | lacuri organice		130—155
4.1.4	| lacuri siliconice	SI/AP	180—200
4.1.5	| cauciuc siliconic	SIR/AP	180—200
4.2	Ţesături lăcuite		
4.2.1	Ţesătură de bumbac | mase fuzibile		40—50

(continuare tabel 4

1	2		3	4
4.2.2		lacuri organice		90—120
4.2.3		policlorură de vinil	PVC/C	40—60
4.2.4		elastomeri		90—120
4.2.5	Mătase naturală sau vegetală + lacuri organice			90—120
4.2.6	Țesătură poliamidică + lacuri organice			105
4.2.7	Țesătură poliesterică + lacuri organice			120—130
4.2.8		lacuri bituminoase	BT/G	105
4.2.9	Țesătură de sticlă	lacuri oleorășinoase	OR/G	120
4.2.10		lacuri poliuretanice	PUR/G	130
4.2.11		lacuri epoxidice	EP/G	130—155
4.2.12		lacuri poliesterice	PE/G	155
4.2.13		lacuri siliconice	SI/G	155—180
4.2.14		cauciuc siliconic	SIR/G	180
4.2.15		politetrafluoretilenă	PTFE/G	250
4.2.16	Țesătură de azbest	lacuri organice		130—155
4.2.17		lacuri siliconice	SI/AC	180
5	MATERIALE COMBINATE FLEXIBILE (DUPLEX ȘI TRIPLEX)			
5.0.1	Hîrtie sau carton celulozic + folie poliesterică		F—PETP/P—C P—C/F—PETP/P—C	120—130
5.0.2	Fetru poliesteric + folie poliesterică		P—PETP/F—PETP/PAa P—PETP	130—155
5.0.3	Hîrtie de aramidă + folie poliesterică		P—PAa/F—PETP/P—	155
5.0.4	Hîrtie de aramidă + folie poliimidică		P—PAa/F—PI/P—PAa	200
5.0.5	Țesătură de sticlă + folie poliimidică		C—G/F—PI/C—G	200—220
6	IZOLANȚI ANORGANICI			
6.1	Ceramice			
6.1.1	(Porțelanuri alumino-silicați alcalini)		C—100	
6.1.2	Steatile și forsterile (silicați de magneziu)		C—200	
6.1.3	Ceramică de înaltă permitivitate		C—300	
6.1.4	Materiale din silicați alumino-pămîntoși		C—400	
6.1.5	Materiale poroase din silicați de Al și Mg		C-500	
6.1.6	Mulite (Silicați de aluminiu)		C-600	
6.1.7	Ceramice cu conținut înalt de aluminiu		C-700	
6.1.8	Ceramice pe bază de oxizi speciali		C-800	
6.2	Sticle			
6.2.1	Sticle alcaline din silicat de calciu		G-100	
6.2.2	Sticle borosilicat (rezistente la agenți chimici)		G-200	
6.2.3	Sticle barosilicat (cu rezistivitate electrică ridicată)		G-300	
6.2.4	Sticle din silicat de calciu — alumină		G-400	
6.2.5	Sticle din silicat alcalin cu oxid de plumb		G-500	
6.2.6	Sticle din silicat alcalin, cu oxid de bariu		G-600	
6.2.7	Sticlă de cuarț			
6.2.8	Sticle cu conținut mare de bioxid de siliciu			
6.2.9	Sticloceramice			
6.3	Produse naturale			
6.3.1	Marmură			
6.3.2	Sist			
6.3.3	Cuarț			
6.3.4	Azbest		A	
6.3.5	Mica			
6.4	Oxizi metalici (în tehnica de fabricație neceramică)			
6.4.1	Oxid de aluminiu			
6.4.2	Pentoxid de tantal			
6.5	Materiale compuse			
6.5.1	Mică + sticlă			
6.5.2	Azbociment			
7	IZOLANȚI DE FORMARE TERMORIGIZI			
7.1	Fenolice			
7.1.1		făină de lemn		105—130
7.1.2	Rășini fenolice	fibre vegetale		105—120
7.1.3		cîrpe textile		105—120
7.1.4		fulgi de azbest		120—120
7.1.5		praf de mică		120—130
7.1.6		fibre de sticlă		120—130
7.1.7	Rășini fenolice +	pudre vegetale		105—130
7.1.8	cauciuc	fulgi de azbest		120—130
7.2	Ureice			
7.2.1	Rășini ureoformalde-	făină de lemn		105
7.2.2.	hidice	fibre vegetale		105
7.3	Melaminice			

(continuare tabel 4)

1	2	3	4
7.3.1	Răşini melamino-	făină de lemn	105—120
7.3.2	formaldehidice	fibră de vegetale	105—120
7.3.3		fulgi de azbest	120—130
7.3.4		fibre de sticlă	120—130
7.4	Poliesterice		
7.4.1	Răşini poliesterice	fulgi de azbest	120—130
7.4.2	nesaturate	pudre minerale	120—130
7.4.3		fibre de sticlă	120—130
7.5	Alchidice		
7.5.1	Răşini	pudre minerale	120—130
7.5.2	alchidice	fibre de sticlă	120—130
7.6	Epoxidice		
7.6.1	Răşini epoxidice	pudre minerale	130—155
7.6.2		fibre de sticlă	130—155
7.7	Siliconice		
7.7.1	Răşini siliconice	pudre minerale	180
8	IZOLANŢI DE FORMARE TERMOPLASTICI		
8.0.1	Polietilenă	PE	60—90
8.0.2	Copolimerul etilen-vinilacetat	E/VAC	55—85
8.0.3	Polipropilenă	PP	70—75
8.0.4	Polibutenă	PB	80
8.0.5	Polimetilpentenă	PMP	110
8.0.6	Polistiren	PS	60—90
8.0.7	Copolimer stiren-butadienic	SB	80
8.0.8	Copolimer stiren-acril-nitrilic	SAN	80
8.0.9	Copolimer acrilnitril-butadien stirenic	ABS	75
8.0.10	Policlorură de vinil rigidă	PVC	75—90
8.0.11	Policlorură de vinil plastifiată	PVC	75—90
8.0.12	Policlorură de viniliden	PVDC	75—90
8.0.13	Carbazol polivinilic	PVK	140
8.0.14	Politetrafluoretilenă	PTFE	180—225
8.0.15	Copolimerul tetrafluoretilenă-hexafluorpropilenă	PFEP	160
8.0.16	Policlortrifluoretilenă	PCTFE	130—155
8.0.17	Copolimerul etilen—tetrafluoretilenă	PETFE	140
8.0.18	Perfluoralkoxi	PFA	200
8.0.19	Poliacetal	POM	60—75
8.0.20	Esterul acidului metacrilic	PMMA	75—90
8.0.21	Poliamidă	PA	90—105
8.0.22	Polietilentereftalat	PETP	100
8.0.23	Polibutilentereftalat	PBTP	100
8.0.24	Policarbonat	PC	120—140
8.0.25	Polifenilenoxid	PPO	130—140
8.0.26	Polisulfonă	PSU	150
8.0.27	Poliimidă	PI	230
8.0.28	Răşină fenoxi		120
8.0.29	Nitrat de celuloză	CN	60
8.0.30	Acetat de celuloză	CA	60—105
8.0.31	Propionat de celuloză	CAP	60—105
8.0.32	Acetobutirat de celuloză	CAB	60—105
8.0.33	Etil celuloză	EC	55—85
8.0.34	Benzil celuloză	BC	55—85
9	ELASTOMERI		
9.0.1	Cauciuc natural	NR	—45 la +70
9.0.2	Poliizopren	IR	—45 la +80
9.0.3	Poliizobutilenă	PIB	—50 la +100
9.0.4	Butilcauciuc	IIR	—40 la +120
9.0.5	Stiren butadienic	SBR	—40 la +70
9.0.6	Cloroprenic	CR	—35 la +90
9.0.7	Copolimer etilen propilenă	EPM	—60 la +80
9.0.8	Terpolimer, etilen propilenă	E PDM	—60 la +80
9.0.9	Copolimer etilen — vinil acetat	E/VAC	—30 la +110
9.0.10	Polietilenă clorosulfonată	CSM	—20 la +110
9.0.11	Siliconic	SI	—60 la +180
9.0.12	Poliuretanic	PUR	—30 la +75
10	TUBURI IZOLANTE FLEXIBILE		
10.1	Tuburi extrudate		
10.1.1	Policlorura de vinil	PVC	90—105
10.1.12	Policloropren	CR	70
10.1.13	Elastomer siliconic	SIR	180

(continuare tabel 4)

1	2	3	4
10.1.4	Politetrafluoretilena	PTFE	250
10.2	Tuburi termocontractibile		
10.2.1	Poliolefine		130
10.2.2	Clorură de polivinil reticulată		
10.2.3	Politetrafluoretilena	PTFE	250
10.3	Tuburi din fibre textile neimpregnate		
10.3.1	Tub din fire de bumbac sau viscoză	C	90
10.3.2	Tub din fire de polietilentereftalat	PETP	130
10.3.3	Tub din fire de sticlă	G	350
10.3.4	Tub din fire de polietilentereftalat-expandabil	PETP	130
10.3.5	Tub din filamente de etilen-clorotrifluoretilenă, expandabil	E—CTFE	155
10.4	Tuburi din fibre textile impregnate		
10.4.1	Tub fire bumbac (viscoza) acoperite cu lac oleorăşinos	OR/C	105
10.4.2	Tub fire polietilentereftalat, acoperire acrilică.	A/PETP	130
10.4.3	Tub fire sticlă acoprire clorură de polivinil	PVC/G	105
10.4.4	acoperire acrilică	A/G	155
10.4.5	acoprire lac poliesteric	PE/G	130—155
10.4.6	acoperire lac poliuretanic	PUR/G	155
10.4.7	acoperire răşină siliconică	SI/G	180
10.4.8	acoperire elastomer siliconic	SIR/G	180—200
11	STRATIFICATE PRESATE TERMORIGIDE		
11.1	Fenolice		
11.1.1	hîrtie celulozică	PF—CP	105—120
11.1.2	Răşini fenol sau crezol ţesătură de bumbac	PF—CC	105—120
11.1.3	formaldehidice hîrtie de azbest	PF—AP	130—155
11.1.4	ţesătură de azbest	PF—AC	130—155
11.1.5	ţesătură de sticlă	PF—GC	130—155
11.1.6	ţesătură poliamidică		105—120
11.1.7	furnir de lemn	PF—VW	90—120
11.2	Melaminice		
11.2.1	Răşini melamino- hîrtie celulozică	MF—CP	105—120
11.2.2	formaldehidice ţesătură de bumbac	MF—CC	105—120
11.2.3	ţesătură de azbest	MF—AC	120—130
11.2.4	ţesătură de sticlă	MF—GC	120—130
11.3	Epoxidice		
11.3.1	hîrtie celulozică	EP—CP	120
11.3.2	Răşini epoxidice ţesătură de bumbac	EP—CC	120
11.3.3	ţesătură de sticlă	EP—GC	130—180
11.3.4	mat de sticlă	EP—GM	130—180
11.3.5	ţesătură fibră poliesterică	EP—PC	120—130
11.4	Polisterice		
11.4.1	Răşini poliesterice mat de sticlă nesaturate	UP—GM	120—180
11.5	Siliconice		
11.5.1	Reşini siliconice ţesătură de sticlă	SI—GC	180—220
11.6	Poliimidice		
11.6.1	Răşini poliimidice ţesătură de sticlă	PI—GC	>180
11.7	Florurate		
11.7.1	Politetrafluoretilenă ţesătură de sticlă	PTFE—GC	250
11.8	Aramidice		
11.8.1	Hîrtie de aramidă presată în straturi	Aa	
11.9	Fibră vulcan		
11.9.1	Fibră vulcan plăci	VF	90
12	MATERIALE PLACATE CU CUPRU		
12.1	Stratificate placate		
12.1.1	Hîrtie celulozică + răşină fenolică	PF—CP—Cu	120
12.1.2	Hîrtie celulozică + răşină epoxidică	EP—CP—Cu	120
12.1.3	Ţesătură de sticlă + răşină epoxidică	EP—GC—Cu	130—155
12.1.4	Materiale de sticlă + răşină poliesterică nesaturată	UP—GC—Cu	120—130
12.1.5	Ţesături de sticlă + răşină siliconică	SI—GC—Cu	180
12.1.6	Ţesătură de sticlă + politetrafluoretilenă	PTFE—GC—Cu	250
12.2	Folii sintetice placate		
12.2.1	Folie de polietilentereftalat	PETP—Cu	130
12.2.2	Folie poliimidică	PI—Cu	>180
13	PRODUSE PE BAZA DE MICĂ		
13.1	Plăci rigide		
13.1.1	Micanită de colector cu liant şelac		130
13.1.2	Micanită de colector cu liant epoxidic		155
13.1.3	Micanită de formare cu liant şelac		130
13.1.4	Micanită de formare cu liant gliptalic		130

(continuare tabel 4)

1	2	3	4
13.1.5	Micanită de formare cu liant siliconic		180
13.1.6	Micanită dură cu liant şelac		130
13.1.7	Micanită dură cu liant gliptalic		130
13.1.8	Micanită dură cu liant siliconic		180
13.1.9	Termomicanită cu liant şelac		
13.1.10	Termomicanită cu liant siliconic		>180
13.1.11	Termomicanită cu liant anorganic		
13.2	Micanite şi micabenzi flexibile		
13.2.1	Fără suport, liant organic.		130—155
13.2.2	Fără suport, liant siliconic		180
13.2.3	Folie poliesterică (1 sau 2 feţe), liant organic		130—155
13.2.4	Fetru poliesteric (1 sau 2 feţe), liant organic		130—155
13.2.5	Ţesătură sticlă (1 sau 2 feţe), liant organic		155
13.2.6	Ţesătură de sticlă + folie PETP, liant organic		155
13.2.7	Ţesătură de sticlă + fetru PETP, liant organic		155
13.2.8.	Ţesătură de sticlă (1 sau 2 feţe), liant siliconic		180
13.2.9	Folie poliimidică (1 sau 2 feţe), liant siliconic		180—200
13.2.10	Ţesătură de sticlă + folie PI, liant siliconic		200
13.3	Micanite (micafolii) şi micabenzi termoreactive		
13.3.1	Suport hîrtie celulozică, liant şelac		130
13.3.2	Suport hîrtie celulozică, liant bituminos		130
13.3.3	Suport mătase naturală, liant bituminos		130
13.3.4	Suport ţesătură de sticlă, liant epoxidic		155
13.3.5	Suport fetru poliesteric, liant epoxidic		130—155
13.3.6	Suport folie poliesterică, liant epoxidic		130—155
13.3.7	Suport ţesătură de sticlă, liant siliconic		180
13.3.8	Suport folie poliimidică, liant siliconic		200
13.4	Micabenzi poroase		
13.4.1	Suport ţesătură de sticlă, adeziv epoxidic		155
13.4.2	Suport ţesătură de sticlă, adeziv siliconic		180
13.5	Produse fasonate		
13.5.1	Fără suport, liant şelac		130
13.5.2	Suport hîrtie celulozică, liant şelac		130
13.5.3	Fără suport, liant epoxidic		155
13.5.4	Suport ţesătură de sticlă, liant epoxidic		155
13.5.5	Fără suport, liant siliconic		180
14	SUPORTURI ADEZIVE		
14.1	Benzi adezive		
14.1.1	Folie policlorură de vinil plastifiată, adeziv termoplastic	F—PVCp/Tp	75—90
14.1.2	Folie policarbonat, adeziv termoplastic	F—PC/Tp	120
14.1.3	Folie poliesterică, adeziv termoplastic	F—PETP//Tp	130
14.1.4	Ţesătură de sticlă, adeziv termoplastic	C—G/Tp	155
14.1.5	Hîrtie celuloză, adeziv termoreactiv.	P—C/Tp	105
14.1.6	Hîrtie celuloză creponată, adeziv termoreactiv	P—Cc/Tp	105
14.1.7	Folie acetat de celuloză, adeziv termoreactiv	F—CA/Ts	105
14.1.8	Ţesătură acetat de celuloză, adeziv termoreactiv	C—CA/Ts	120
14.1.9	Folie poliesterică, adeziv termoreactiv	F—PETP/Ts	130
14.1.10	Fetru poliesteric, adeziv termoreactiv	P—PETP/Ts	130
14.1.11	Folie poliimidică adeziv termoreactiv	F—PI/Ts	155
14.1.12	Folie poliimidică, adeziv termoreactiv siliconic	F—PI/TsSI	180
14.1.13	Folie politetrafluoretilenă, adeziv termoreactiv	F—PTFE/Ts	155
14.1.14	Folie politetrofluoretilenă, adeziv termoreactiv siliconic	F—PTFE/TsSi	180
14.1.15	Ţesătură de sticlă, adeziv termoreactiv	C—G/Ts	130
14.1.16	Ţesătură de sticlă, adeziv termoreactiv siliconic	C—G/TsSi	180
14.1.17	Ţesătură bumbac, adeziv intermediar	C—C/Ss	105
14.1.18	Folie poliesterică, adeziv intermediar	F—PETP/Ss	130
14.1.19	Ţeătură de sticlă, adeziv intermediar	C—G/Ss	130
14.2	Suporturi termoadezive (prepreguri)		
14.2.1	Hîrtie celuloză + răşină fenolică	PF/P—C	120
14.2.2	Hîrtie celuloză + răşină epoxidică	EP/P—C	120
14.2.3	Ţesătură bumbac + răşină fenolică	PF/C—C	120
14.2.4	Folie poliesterică + răşină epoxidică	EP/F—PETP	130
14.2.5	Fetru poliesteric + răşina epoxidică	EP/P—PETP	130—155
14.2.6	Fetru poliesteric + poliesterimidă	PEI/P—PETP	155
14.2.7	Hîrtie de aramidă + răşină epoxidică	EP/P—PAa	155
14.2.8	Hîrtie de aramidă + poliesterimidă	PEI/P—PAa	180
14.2.9	Folie poliimidică + răşină poliimidică	PI/F—PI	200
14.2.10	Fetru de sticlă + poliesterimidă	PEI/P—G	155
14.2.11	Ţesătură de sticlă + răşină epoxidică	EP/C—G	130—155
14.2.12	Ţesătură de sticlă + poliesterimida	PEI/C—G	155—180
14.2.13	Ţesătură de sticlă + răşină poliimidică	PI/C—G	200
14.2.14	Compozit prespan-folie poliesterică, răşină epoxidică		130

(continuare tabel 4)

1	2	3	4
14.2.15	Compozit fetru și folie poliesterică rășină epoxidică		130
14.2.16	Compozit, hîrtie de aramidă + folie poliesterică, rășină epoxidică		155
14.2.17	Compozit fetru și folie poliesterică, poliesterimidă		155
14.2.18	Compozit hîrtie de aramidă + folie poliimidică, poliesterimida		180
14.3	Benzi de fretare		
14.3.1	Bandă fire sticlă, rășină poliesterică	UP/G	155
14.3.2	Bandă fire sticlă, poliesterimidă	PEI/G	180
15	MASE FUZIBILE (CU ȘI FĂRĂ UMPLUTURĂ)		
15.0.1	Ceruri (minerale, vegetale, animale)		40—50
15.0.2	Produse sintetice		
15.0.3	Rășini (naturale sintetice)		
15.0.4	Asfalt și bitum		35—70
16	COMPUȘI RĂȘINOȘI REACTIVI (CU ȘI FĂRĂ UMPLTUTURĂ)		
16.0.1	Poliuretanici	PUR	75—100
16.0.2	Epoxidici	EP	90—140
16.0.3	Poliesteri nesaturați	UP	120—140
16.0.4	Poliesterimide nesaturate	UPEI	155—180
16.0.5	Siliconici	SI	180—220
17	LACURI DE PROTECȚIE ȘI ACOPERIRE		
17.1	Cu uscare prin evaporarea solvenților		
17.1.1	Derivați celulozici		50
17.1.2	Rășini naturale		50
17.1.3	Rășini sintetice		60—130
17.1.4	Derivate din cauciuc		70
17.2	Cu uscare prin evaporarea solvenților și transformări chimice		
17.2.1	Oleorășinoase		105
17.2.2	Alchidice		120—130
17.2.3	Poliuretanice		120—130
17.2.4	Epoxidice		130—155
17.2.5	Siliconice modificate		155
18	LACURI PENTRU IMPREGNAREA BOBINAJELOR		
18.0.1	Oleorășinoase		105
18.0.2	Alchidice		120—130
18.0.3	Fenolalchidice		155
18.0.4	Oleofenolice		130
18.0.5	Epoxidice		130—155
18.0.6	Alchid epoxidice		130—155
18.0.7	Poliuretanice		130
18.0.8	Alchid siliconice		155
18.0.9	Poliesterice		130—155
18.0.10	Siliconice		180
18.0.11	Poliesterimidice		155—180
18.0.12	Poliimidice		220
19	ADEZIVI, MASTICURI, CIMENTURI		
19.	Cu uscare prin evaporarea solventului		
19.1.1	Asfalt, bitum		35—70
19.1.2	Rășini naturale		50
19.1.3	Derivați celulozici		50
19.1.4	Rășini vinilice		50
19.1.5	Elastomeri		70
19.1.6	Amidon, dextrină		110
19.2	Cu întărire prin evaporarea solventului și transformări chimice		
19.2.1	Uleiuri sicative + eventual rășini		130
19.2.2	Alchidice		130
19.2.3	Fenolice		130
19.2.4	Fenolice + acetali vinilici		95
19.2.5	Fenolice + elastomeri		130
19.2.6	Ureo sau melaminoformaldehidice		120
19.2.7	Gliceroftalice		130
19.2.8	Epoxidice		105
19.2.9	Poliuretanice		130
19.3	Reactive fără solvent		
19.3.1	Pe baza de ulei sicativ		120
19.3.2	Epoxidice		90—155
19.3.3	Poliesteri nesaturați		70—130
19.3.4	Cimenturi		300—400

(continuare tabel 4)

1	2	3	4
20	IZOLAŢII PENTRU CONDUCTOARE DE BOBINAJ		
20.1	Lacuri de emailare sintetice		
20.1.1	Polivinilacetat	PVAC/Cu	105—120
20.1.2	Acril	A/Cu	105
20.1.3	Poliamidic (strat de suprafaţă)	PA/Cu	105—155
20.1.4	Poliuretanic	PUR/Cu	105—155
20.1.5	Epoxidic	EP/Cu	130
20.1.6	Poliesteric	PE/Cu	130—155
20.1.7	Poliesterimidic	PEI/Cu	155—180
20.1.7	Hidantoinic		180
20.1.8	Poliamidimidic (strat de suprafaţă)	PAI/Cu	200—220
20.1.9	Poliimidic	PI/Cu	220
20.2	Izolaţii fibroase		
20.2.1	Fire de bumbac		105
20.2.2	Fire de mătase naturală		105
20.2.3	Fire de poliamidă		105
20.2.4	Fire de sticlă, lac impregnare organic		155—180
20.2.5	Fire de sticlă, lac impregnare siliconic		200
20.2.6	Fire de sticlă + fire poliesterice, lac organic		155—180
20.2.7	Fire de sticlă + fire poliesterice, lac siliconic		200
20.3	Izolaţii de hîrtie		
20.3.1	Hîrtie celulozică		105
20.3.2	Hîrtie de aramidă		>180
20.4	Izolaţii din folii sintetice		
20.4.1	Folie poliesterică		130
20.4.2	Folie poliimidică		220
21	ALTE MATERIALE IZOLANTE		
21.1	Mase moi care se pot frămînta		
21.1.1	Poliizobutilenă cu sau fără umplutură		
21.1.2	Elastomeri cu umplutură, fără agenţi de vulcanizare		
21.1.3	Amestecuri de uleiuri minerale sau alte lichide viscoase nevolatile, cu materiale de umplutură		
21.2	Plastice spongioase (celulare)		
21.2.1	Polistiren	PS	70—85
21.2.2	Polietilenă	PE	65—75
21.2.3	Policlorură de vinil plastifiată	PVC	45—85
21.2.4	Poliuretan flexibil	PUR	65—120
21.2.5	Poliuretan rigid	PUR	80—120
21.3	Diverse		
21.3.1	Cazeină întărită (cu formaldehidă)	CS	70—100
21.3.2	Cauciuc tare (ebonită)		60
21.3.3	Lemn neprelucrat	W	40—60
21.3.4	Lemn impregnat cu răşină sintetică		120

Numărul componentelor a fost restrîns la cele de bază, care au un rol principal în izolaţia electrică şi care înglobează, pe cît posibil, toate domeniile de utilizare.

S-au stabilit, de asemenea, 21 grupe de materiale electroizolante, diferenţiate prin elementele comune care le caracterizează, luînd ca bază Enciclopedia materialelor electroizolante şi grupele de materiale pentru care CEI elaborează specificaţii şi prescripţii, la care s-au adus unele adaptări şi complectări pentru o mai bună şi sistematică cuprindere a tuturor izolanţilor electrici utilizaţi.

În cadrul fiecărei grupe s-au nominalizat tipurile reprezentatative de materiale izolante, specificîndu-se pentru fiecare, în limitele datelor existente în literatura de specialitate, gama de temperaturi maxime admise în utilizare, stabilite pe baza experienţei şi încercărilor privind stabilitatea lor termică.

În tabelul 3 pentru fiecare componentă a izolaţiei sînt indicate codurile grupelor sau tipurilor de materiale izolante care fac obiectul tabelului 4.

Exemplu de folosire a sistemului de clasificare : un constructor de maşini electrice este interesat în alegerea unui material izolant pentru „izolaţia de crestătură". La codul C „izolaţii de crestătură" în tabelul 3 sînt indicate codurile grupelor sau tipurilor de materiale izolante utilizate în acest scop (2; 5; 11 (profile); 13.2; 14.2; 16 (pudră epoxi). În tabelul 4 la codurile respective sînt nominalizate grupele şi tipurile de materiale izolante din care pot fi selectate cele care corespund temperaturii de exploatare a produsului electrotehnic respectiv. Rolul clasificării se opreşte aici, constructorul urmînd să solicite fabricantului de materiale izolante toate variantele pe care le poate oferi la tipurile alese.

Constructorului nu-i mai rămîne decît să aleagă varianta optimă pe baza specificației de material, unde găsește atît proprietățile tehnice garantate, cît și indicele de temperatură care să corespundă schemei sau sistemului de izolație dorit, completate eventual cu rezultatele încercărilor pe care trebuie să le efectueze și cu experiența în utilizare.

Clasificarea propusă, avînd ca element de bază componentele izolației, se folosește în același timp de grupele de materiale izolante și de stabilitatea termică a lor, care fac obiectul clasificărilor descrise mai înainte.

La dielectricii gazoși și lichizi, cu o varietate limitată de tipuri, problemele selecției sînt mai simple și nu necesită o astfel de clasificare.

Clasificarea propusă nu are pretenția să fie completă, ea poate fi îmbunătățită prin stabilirea mai judicioasă a componentelor izolației, prin adaptări și completări ale grupelor și tipurilor de materiale izolante, a simbolizării și temperaturilor maxime admise; are însă calitatea de a fi ușor de folosit, este practică, cu indicații mai precise în selecția judicioasă a materialului izolant necesar.

Această clasificare, însoțită de monografii atît pentru grupele de materiale izolante (similare celor inițiate cu ocazia apariției Enciclopediei materialelor electroizolante), cît și pentru componentele izolației, ar putea fi un ghid constructorului de produse electrotehnice în selecția celor mai adecvate materiale izolante pentru scopul propus.

Bibliografie

[1] *Brinkmann C.* Die Isolierstoffe der Elektrotechnik. Springer Verlag Berlin — Heidelberg — New York 1975.

[2] *Lică V., Burdulea C.* Materiale Electroizolante. Editura tehnică. București 1969.

[3] * * * STAS 6247-87. Materiale electroizolante pentru mașini și aparate electrice. Evaluare și clasificare în funcție de stabilitatea termică.

[4] * * * CEI 85 (1984) Evaluation et classification thermiques de l'isolation electrique.

[5] * * * Publication de la CEI preparées par le comité d'Etudes n° 15 materiauxisolant).

[6] * * * Encyclopedie des Isolants Electriques. Classification. Tableaux synoptiques et feuilles signalètiques. Edition provisoire 1958 Etablis par le Comité. Techniques 15, Materiaux isolants du Comite Electrotechnique Suisse sou l'egide de CEI.

MANIFESTĂRI TEHNICO-ȘTIINȚIFICE

Reuniunea internațională „Progrese în știința și tehnologia frigului și în prelucrarea alimentelor"

În perioada 24 — 28 septembrie 1990, Institutul Internațional al Frigului, Paris II—F/IIR, organizează la Dresda, Republica Democrată Germană, Reuniunea comună a Comisiilor B2, C2, D1, D2/3.

Tema generală : Progrese în știința și tehnologia frigului, în particular, în prelucrarea alimentelor.

Programul reuniunii se desfășoară în patru zile, cu o zi suplimentară pentru vizite tehnice.

Pentru această reuniune autorii sînt invitați să prezinte propunerile lor de referate pe următoarele subiecte :

a. Noi tehnici frigorifice în prelucrarea și depozitarea alimentelor.

b. Modelarea matematică a proceselor dinamice din timpul refrigerării, depozitării și decongelării alimentelor și exigențele impuse îmbunătățirii calității produselor.

c. Soluții noi privind compresoarele, evaporatoarele și condensatoarele frigorifice din punct de vedere al economiei de energie și materiale, ca și al utilizării de noi materiale.

d. Utilizarea tehnicii moderne de concepție asistată de calculator pentru optimizarea concepției de materiale frigorifice, depozite frigorifice, materiale de transport.

e. Utilizarea de materiale microelectronice moderne pentru supravegherea și controlul operațiilor, în scopul îmbunătățirii calității, reducerii pierderilor de alimente, economiei de energie, ameliorării coeficientului de umplere a depozitelor frigorifice.

f. Creșterea fiabilității și securității materialelor frigorifice și materialelor de transport, ca și întreținerea preventivă cu ajutorul aparatelor microelectronice de control.

g. Progrese recente în transportul frigorific terestru și maritim ținînd seama de diferențele teritoriale, distanțele de transport și alimentele de transportat.

h. Progrese recente privind materialele frigorifice, avînd în vedere cotrolul și supravegherea lor.

Cu prilejul reuniunii se va organiza o expoziție pentru participanții care doresc să prezinte programe de calcul, filme video, dispozitive electronice etc.

Organizatorii vor prezenta o expoziție de materiale frigorifice în legătură cu tema generală a reuniunii. La această expoziție pot participa societăți și persoane particulare cu materialele și produsele lor, adresîndu-se în prealabil organizatorilor.

Autorii care doresc să prezinte referate la această reuniune trebuie să respecte următoarele termene :

— înainte de 1 septembrie 1989 vor anunța intenția de a prezenta un (mai multe) referat (e), indicînd titlul (titlurile), numele autorului (autorilor) și subiectul (subiectele) propus(e).

Organizatorii le vor indica forma de prezentare ;

— înainte de 1 decembrie 1989 — recepția efectivă a referatelor, pregătite conform instrucțiunilor : originalul complet și două copii, textul în engleză sau franceză, rezumatul în altă limbă, pentru organizatori ; o copie la IIF, 177 bulevardul Malesherbes, F 75017, Paris, Franța.

Acceptarea referatelor : autorii vor fi informați în timp util asupra acceptării sau respingerii referatelor.

Cursul accelerat ILKA/IIF „Sofware informațional pentru echipamente frigorifice, în particular pentru prelucrarea alimentelor", va avea loc între 22—23 septembrie 1990 sub patronajul ILKA/IIF. Instructor : Dr. Siegfried NOWOTNY, VEB Kombinat ILKA Luft-und Kältetechnik.

Acest curs examinează software-ul informațional distribuit de ILKA pentru calculul și concepția mașinilor frigorifice destinate prelucrării alimentelor.

Participanții vor primi copii ale documentelor elaborate și utilizate de conferențiari.

Participările individuale vor fi urmate de software-uri corespunzătoare. Se va utiliza limba engleză.

Adresa : orice corespondență legată de reuniune se va adresa dr-ului Siegfried NOWOTNY președintele Comitetului de Organizare și al referatelor, VEB Kombinat ILKA Luft-und Kältetechnik, Stammbetrieb für Forschung und Technik, Bertolt-Brecht-Allee 20, Dresden 8019, Republica Democrată Germană, tel. 3498 652, telex : 026 175 ilk dd.

Locul reuniunii : hotel Bellevue, Dresda.

Participanții își vor rezerva camere la acest hotel sau la hoteluri de alte categorii.

Organizatorii vor comunica celor interesați prețurile de participare.

Tîrgul Internațional de Bunuri de Consum — BRNO 1989

În luna aprilie 1989 parcul expozițiilor de la Brno a găzduit cea de-a 20-a ediție a Tîrgului Internațional de Bunuri de Consum.

La această ediție jubiliară au participat expozanți din întreaga lume, ca și din R.S. Cehoslovacă. Scopul manifestării constă în demonstrarea stadiului de progres în domeniul industriei bunurilor de consum, care reacționează cu suplețe la evoluția mondială, materializîndu-se în bunurile realizate de inteligența umană.

Fiind și o importantă manifestare de comerț exterior cehoslovac Tîrgul de la Brno participă activ la schimbul mondial de valori.

Țara gazdă a expus la această ediție a Tîrgului o vastă și variată gamă de produse în toate domeniile bunurilor de consum, printre care și cele electrotehnice și electronice.

S-au remarcat firme de renume ca :

TESLA care s-a prezentat cu o bogată colecție de electronică de consum pentru piața internă și externă, realizată de șase întreprinderi ale concernului și care totalizează un volum de producție de peste 5 miliarde coroane pe an. Printre produsele mai importante ale concernului TESLA, expuse la Tîrg, se numără :

— televizoarele Color — 4423 A, Color 4416 A, Color 4419 A, Color 4428 A, Color 4430 A, Color 4426 A și Color 4332 A, cu transmisie alb-negru și color, diagonalele cuprinse între 42 și 67 cm, transmisia color în sistemele SECAM și PAL și tonalitate OIRT și CCIR ;

— televizorul portativ color ORAVAN 4333 A cu diagonala de 42 cm, pentru recepționarea programelor alb-negru și color ;

— televizorul portativ MERKUR 4160 AB pentru recepționarea programelor alb-negru ;

— gramofoane numerice tip MC 901 și MC 902 ;

— amplificatorul stereofonic AZS—222 ;

— gramofonul stereofonic NZC 300 ;

— gramofonul MC 800 Q ;

— alte tipuri de gramofoane : NC 470, NC 450 ; NC 435, NC 300, GZ 030 ;

— difuzoare ;

— radioreceptoare cu transmisie mono și stereofonică, tip DOMINANT 1039 A, SOLO 638 A, ALTO 445 A ;

— aparat de radiorecepție cu ceas analogic ;

— radioreceptoare portabile tip ARIOSO 2836 AB și AVANTI 3835 AB ;

— aparate radio pentru automobile tip 1902 B, 2114 B, 2116 B, 2113 B ;

— radioreceptorul HI—FI stereofonic 820 A ;

— calculatorul electronic personal PM 85—3 ;

— videorecorder VM 6465 ;

— casetofoane și radiocasetofoane mono și stereofonice, de masă și portabile ;

— magnetofoane ;

— tehnică de iluminat (lămpi de înaltă presiune cu halogeni pentru uz general, lămpi cu halogeni pentru uz tipografic, lămpi de înaltă presiune cu mercur, lămpi cu vapori de sodiu de înaltă presiune, lămpi cu heliu-neon-laser și oglindă interioară, lămpi cu halogeni cu incandescență pentru automobile și mijloace de transport, lămpi cu halogeni și incandescență pentru proiecții, lămpi cu halogeni și incandescență pentru iluminarea aeroporturilor, lămpi de semnalizare etc.) ;

— baterii și elemenți de baterie ;

— acumulatoare nichel-cadmiu cu electrozi presați.

Parametrii tehnico-funcționali ai aparatelor TESLA le situează la nivelul mondial, fiind foarte apreciate atît pentru performanțe, cît și pentru design-ul lor plăcut.

MERKURIA a expus produse din mai multe domenii, ca și un vast sortiment de aparate electromenajere, fabricate de Intreprinderea de Stat Electro-Praga, și care constituie partea dominantă a standului MERKURIA. în branșa aparatelor electromenajere MERKURIA a expus aspiratoare de praf într-o gamă largă, cele mai apreciate fiind modelele din seria 403, prezentate în patru variante. Aspiratoarele din această serie, respectiv ETA 0403, 1403, 2403 și 3403 se livrează în diferite combinații de culori, putînd satisface gusturile cele mai exigente. În standurile MERKURIA vizitatorii au mai putut aprecia două modele noi de aspiratoare (0426 și 1426), care se remarcă prin consum mic de energie, design elegant și combinații de culori plăcute.

Un sortiment bogat de fiare de călcat și rețeuri electrice a completat expoziția MERKURIA. Ele se disting prin consum mic de energie și fiabilitate mărită.

Tot în această expoziție s-au mai remarcat și alte aparate electrice moderne cum sînt mixerele, cafetierele și aparatele de măcinat cafea, dispozitivele de sudat folie de polietilenă,

roboţii culinari, aparate electrice de tăiat alimente (pîine, şuncă, brînzeturi, zarzavaturi), aparate electrice pentru frizerie etc. Toate acestea includ eforturile constructorilor de a obţine o concepţie tehnică impecabilă, un design modern şi plăcut, parametri superiori.

De asemenea, pentru uzul menajer au fost prezente în stand ventilatoare de confort 0614, 0615 şi 0616 şi sobe electrice pentru gătit.

Un alt sector al standului MERKURIA a expus un ansamblu de dispozitive electrice cu destinaţie industrială. Este vorba de o colecţie inedită, bazată pe o unitate de comandă unificată, care cuprinde toate aparatele de uz menajer.

Standul a mai cuprins modele noi de maşini de găurit electrice (EV—16), maşini de găurit electrice prin percuţie (EPV—16—2S) şi diferite unelte.

O noutate a Tîrgului a constituit-o videomagnetofonul AVEX 6465, cu display fluorescent.

Multe din produsele prezentate la Tîrg au participat la concursul pentru medalia de aur.

În domeniul bunurilor de consum electronice ţării gazdă i s-au acordat două medalii de aur pentru produsele :

• *Aparat de măsură a supraalimentării motoarelor cu indicator de viteză MP—1*, fabricat de Státni Statek Karvina. Aparatul permite un reglaj rapid şi uşor al motoarelor cu combustie internă şi al motoarelor diesel, contribuind la economia de carburant şi la reducerea influenţei negative a combustiei asupra mediului înconjurător.

• *Televizorul în culori „Color 428 FS"*, fabricat de Tesla Orava şi expus de OMNIA Bratislava. Este un post de televiziune stereofonică de elită, complet automatizat, cu : telecomandă ; 29 de preselecţiuni cu memorie ; teletext ; deconectare automată după terminarea programului ; calitatea sunetului Hi—Fi etc. Design-ul aparatului corespunde tendinţelor mondiale actuale.

* * *

Bunuri de consum tehnice medaliate cu aur :

• *Maşina de spălat automată TATRAMAT mini 246*, fabricată de TATRAMAT Popard — Cehoslovacia, expozant OMNIA.

Aceasta este o maşină de spălat cu tambur de dimensiuni reduse şi încărcătură superioară, ceea ce permite utilizarea ei în spaţii limitate. Are avantaje ca : consum de energie şi apă foarte mic. Maşina poate ocupa orice spaţiu în apartament.

• *Frigiderul electric combinat, cu compresor CM 305.0, CM 345.0, CM 355.0*, fabricat de CALEX Zlate Moravce, şi expus de OMNIA-Bratislava. Refrigeratorul combinat face parte dintr-o nouă serie de aparate frigorifice construite pentru apartamente, realizate pe baza unei cooperări de licenţă cu firma italiană IBERNA. Din punct de vedere estetic şi funcţional se situează la nivel mondial.

• *Fierul de călcat ETA 0246, ETA 1246*, producător : Elektro-Praga, Hlinsko ; expozant MERKURIA, Praga.

Realizat cu un aspect apreciat de cumpărători, fierul de călcat ETA 0246, ETA 1246 are inclus un circuit de siguranţă, este echipat cu termostat de mare sensibilitate, disc de reglare a temperaturii şi un dispozitiv de blocare contra dereglărilor spontante. Are un design modern şi o bună calitate de funcţionare.

• *Lămpi de iluminat zonele pietonale*, producător : Elektrosvet-Nové Zámky ; expozant OMNIA — Bratislava.

Aceste aparate sînt premiate pentru calitatea superioară a parametrilor tehnici, capacitatea de serviciu, calităţile de iluminare şi eficienţa energetică.

Greta Andre

RECENZIE

Dr. ing. *Eckehart Stamer:* Calculatorul personal A 7100 – A 7150

Arbeitsplatz Computer A 7100 — A 7150

Editura: Verlag Die Wirtschaft Berlin

Printre tipurile de calculatoare lansate în acest deceniu de cunoscuta firmă Robotron din R.D.G. se numără și calculatoarele personale compatibile IBM PC, A 7100 și A 7150. Constituite ca stații de lucru de tipul CAD/CAM, asistînd activitatea de cercetare-proiectare, ele au o structură modernă (512 kb memorie principală, 40 Mb memorie externă) și rezoluție grafică (640×420) adecvată periferiei de intrare-ieșire din configurația standard (tableta grafică și plotter).

Reprezentînd o abordare monografică a tipurilor de calculatoare personale menționate, lucrarea se impune ca un manual complet privind structura, funcționarea și exploatarea lor în cadrul unei game largi de aplicații.

Capitolul întîi al cărții tratează calculatoarele personale A 7100 — A 7150 din punct de vedere al configurației și particularităților constructive, enunțînd principiile generale de funcționare și operare. În capitolul doi se tratează aspecte privind monitorul și sistemul de operare SCP 1700, ca sistem de trecere între calculatoarele cu 8 și 16 biți, iar capitolul trei extinde aria de prezentare a sistemelor de operare cu dezvoltările mai recente ale firmei: sistemul de operare DCP (compatibil MS—DOS), sistemul MUTOS 1700 (compatibil UNIX) și BOS 1810.

Alcătuind un adevărat „centru de greutate" al cărții, tematica capitolului patru „Produse software specifice cele mai importante" analizează aspecte privind procesoare de texte și baze de date, programe de calcul economic și generatoare de rapoarte, editoare grafice de înaltă rezoluție și alte utilitare caracteristice. În capitolul cinci autorii descriu succint pachete de programe cu aspect pur aplicativ (sistem de regăsire și interogare a informației AIDOS 16 biți, sistem de calcul numeric NUMATH, sistem de tratare integrată de texte, baze de date și grafică etc.), iar în capitolul șase sînt prezentate principalele componente ale software-ului de bază: compilatoare, interpretoare și programe de sistem (Basic, Pascal, Fortran 77, C, Cobol, Modula—2 etc.).

Ultimul capitol — capitolul șapte — reprezentînd un fel de „aide memoire" al lucrării, reia pe scurt principalele probleme privind structura și componentele sistemului de operare al calculatoarelor personale A 7100 și A 7150.

Întregit cu cîteva anexe utile — privind formatul fizic și logic al suportului magnetic, precum și un cu îndrumar practic de instalare și operare a componentelor de bază și aplicații — volumul își sporește astfel șansele de a trezi interesul real al unui cerc larg și divers de cititori, în rîndul specialiștilor din producție, cercetare, învățămînt, precum și al cadrelor de conducere de la diverse nivele. De asemenea, lucrarea se remarcă și prin ținuta grafică îngrijită, care confirmă în plus prestigiul binecunoscutei edituri din R.D.G. care o lansează.

Ing. *Remus Vasiloiu* — Șef Colectiv
Centrul de calcul al ICPE-București

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA și AUTOMATICA“ (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Electrotehnice, apare în cadrul Institutului de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Industria Electrotehnică (I.C.P.E.) București. Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la redacția revistei București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 și 695, piața abonamentelor făcîndu-se prin mandat poștal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 301700301 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții, ca și pentru persoane particulare este de 120 lei ; nu se fac decît abonamente integrale Costul unui exemplar — 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM“ — departamentul export — import, presă — București — Calea Griviței nr. 64—66. P.O.B. — 2001 — Telex 01.12.26

Tiparul :
Întreprinderea Poligrafică „Informația“
București, str. Brezoianu nr. 23—25, c. 1446

E 2040/1
66
EPE
1990 -03- 21

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREȘTI • ANUL 37 • NR. 7 • OCTOMBRIE 1989

1990 APR 2 5

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 37 Nr. 7 octombrie 1989

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.316 : 923.1

SIGURANŢE ELECTRICE ULTRARAPIDE
FUZIBILE DIN CUPRU

Barbu, I., Eliade, R.: **Comparaţie între siguranţele ultrarapide, cu fuzibile din cupru şi argint.**
E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 7, oct 1989, p. 273

Lucrarea tratează o nouă serie de siguranţe ultrarapide cu mediu de stingere a arcului electric special. Acesta este format din nisip de cuarţ şi un liant întăritor. Parametrii siguranţelor ultrarapide cu fuzibile din cupru cu acest mediu de stingere „compact rigid" sînt, cel puţin, la nivelul siguranţelor ultrarapide, cu fuzibile din argint şi mediu de stingere format din nisip de cuarţ.

CZ 621.313.32 : 51

MAŞINA SINCRONĂ
MODEL MATEMATIC
SISTEM DE EXCITAŢIE

Galan, N. ş.a.: **Modelul matematic simplificat al maşinii sincrone trifazate.**
E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 7, oct 1989, p. 279

Se prezintă modelul matematic simplificat al maşinii sincrone trifazate, evidenţiindu-se două tipuri de inerţii: una electrică, a înfăşurării de excitaţie şi una mecanică, a rotorului. Acest model este utilizat în scopul proiectării sistemelor de excitaţie ale maşinii sincrone cu suficientă exactitate.

CZ 621.316 : 621.396.2

INSTALAŢII CU MICROUNDE
APLICAŢII INDUSTRIALE

Miron, D.: **Consideraţii privind echipamentul de alimentare şi comandă specific instalaţiilor cu microunde pentru aplicaţii industriale.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 7, oct 1989, p. 285

Lucrarea prezintă un echipament de alimentare şi comandă specific instalaţiilor cu microunde, proiectat şi realizat de ICPE, cu componente de fabricaţie indigenă. El asigură funcţionarea în bune condiţii a instalaţiilor echipate cu magnetroane tip CK 612 sau cu alte tipuri de magnetroane.Echipamentul se foloseşte la instalaţiile cu microunde pentru aplicaţii industriale.

CZ 621.316.933 : 621.382.112 : 621.319.53 : 621.317.333.83

REZISTENŢE NELINIARE
GENERATOARE DE IMPULS
ANALIZOR DE UNDĂ

Bădic, A.: **Caracterizarea electrică a rezistenţelor neliniare cu ZnO.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 7, oct 1989, p. 291

Se expun sintetic fenomenele fizice generale legate de conducţia în rezistenţele neliniare cu ZnO pentru fundamentarea unor metodologii specifice de încercări electrice ale varistoarelor şi descărcătoarelor cu oxizi metalici. Se prezintă relaţiile generale de calcul aferente caracteristicii U—I; generatorul de impuls rectangular, construit special în scopul determinării acestei caracteristici şi ansamblul de măsură folosit, se dau oscilogramele şi diagramele care constituie rezultatele experimentale.

CZ 621.3.011.7 : 621.3.014.3

CONDIŢII INIŢIALE
DENSITĂŢI DE PROBABILITATE
REGIM TRANZITORIU

Ionel, S.: **O generalizare a teoremei condiţiilor iniţiale.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 7, oct 1989, p. 301

Se prezintă o generalizare de natură matematică a teoremei condiţiilor iniţiale pentru ca aceasta să poată fi utilizată deopotrivă la calculul regimurilor tranzitorii deterministe şi aleatoare. Se ilustrează, printr-un exemplu simplu, aplicarea teoremei generalizate.

CZ 531.1 : 621.385.032

CINEMATICA APARATELOR ELECTRICE
INSTALAŢIE ELECTRONICĂ

Peicov, Al., Broboană, L.: **Instalaţie electronică pentru studiul cinematicii, aparatelor electrice de comutaţie, de joasă şi înaltă tensiune.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 7, oct 1989, p. 304

Lucrarea descrie o instalaţie electronică, concepută de autori, pentru studiul cinematicii (determinarea curbelor de dependenţă faţă de timp a cursei, vitezei şi acceleraţiei contactului mobil) aparatelor electrice de comutaţie, de joasă şi înaltă tensiune. Rezultatele determinării sînt înregistrate fotografic şi prelucrarea lor permite optimizarea proiectării aparatelor electrice.

CZ 621.3.013 : 621.36

CÎMP MAGNETIC STAŢIONAR
METODA ELEMENTULUI FINIT

Cârstea, I., Pasăre, S.: **Un model hibrid pentru cîmpul magnetic staţionar bidimensional.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 7, oct 1989, p. 308

Lucrarea cuprinde un model hibrid pentru cîmpul magnetic staţionar plan-paralel şi plan-meridian, bazat pe folosirea combinată a metodelor elementului finit de domeniu şi de frontieră.

CZ 65.014 : 658.5

RAŢIONALIZARE FABRICAŢIE
METODA „ANALIZA VALORII"

Hârşovescu, P.C.: **Raţionalizarea proceselor de fabricaţie cu ajutorul metodei „analiza valorii".**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, nr. 7, oct 1989, p. 314

Avînd în vedere creşterea competitivităţii produselor şi obţinerea unei eficienţe economice cît mai ridicate a proceselor de fabricaţie, autorul abordează în lucrare problema raţionalizării proceselor de fabricaţie, folosind metoda „analiza valorii".

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.316.923.1

СВЕРХБЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРЕДОХРАНИТЕЛИ
МЕДНЫЕ ПЛАВКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Барбу, И., Элиаде, Р.: **Сопоставление сверхбыстродействующих предохранителей (СДП) с плавкими из меди и серебра.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 37,** nr. 7, октябрь 1989 г. ,стр. 273

Работа рассматривает новую серию сверхбыстродействующих предохранителей в специальной среде гашения электрической дуги. Эта среда состит из кварцевого песка с одним укрепляющим связующим веществом. Параметры сверхбыстродействующих предохранителей с плавкими элементами из меди в этой среде гашения ,,плотной-жесткой'' являются по крайней мере на том же уровне о сверхбыстродействующими предохранителями с плавкими из серебра в среде гашения, образованной из кварцевого песка.

УДК 621.313.32: 51

СИНХРОННАЯ МАШИНА
МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ
СИСТЕМА ВОЗБУЖДЕНИЯ

Галан, Н. и др.: **Упрощенная математическая модель для трёхфазной синхронной машины.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 37,** nr. 7, октябрь 1989 г., стр. 279

Представляется математическая модель упрощенная для трёхфазной синхронной машины, отмечаясь два типа инерции: одна электрическая, обмотки возбуждения и одна механическая, ротора. Эта модель используется в виду проектирования и оптимизации систем возбуждения для синхронных машин с достаточным возбуждением.

УДК 621.316: 621.396.2

МИКРОВОЛНОВЫЕ УСТАНОВКИ
ПРОМЫШЛЕННЫЕ ПРИМЕНЕНИЯ

Мирон, Д.: **Соображения относительно оборудования для питания и управления специфичного микроволновым установкам для промышленных применений.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 37,** nr. 7, октябрь 1989 г., стр. 285

Работа представляет оборудование для питания и управления специфичное микроволновым установкам, проектированное и осуществленное ICPE с компонентами отечественного производства. Оно обеспечивает работу в хороших условиях установок оборудованных магнетронами типа СК 612 или других типов магнетронов. Оборудование используется в микроволновых установках для промышленных применений.

УДК 621.316.933: 621.382.112: 621.319.53: 621.317.333.83

НЕЛИНЕЙНЫЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ
ИМПУЛЬСНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ
ВОЛНОВОЙ АНАЛИЗАТОР

Бэдик, М.: **Электрическое охарактеризование нелинейных сопротивлений с ZnO.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 37,** nr. 7, октябрь 1989 г., стр. 291

Синтетически представляются основные физические свойства связанные проводимостью в нелинейных сопротивлениях ZnO для обоснования некоторых методологий, специфических электрическим испытаниям варисторов и разгрузчикам с металлическими окисями. Представляются основные вычислительные отношения для характеристики $U-I$; импульсный генератор прямоугольный специально построенный в виду определения этой характеристики и используемый узел измерения, представляются осцилограммы и диаграммы, являющиеся экспериментальными результатами.

УДК 621.3.011.7: 621.3.014.3

ИСХОДНЫЕ УСЛОВИЯ
ПЛОТНОСТИ ВЕРОЯТНОСТИ
ПЕРЕХОДНЫЙ РЕЖИМ

Понел, С.: **Общее для теоремы исходных условий.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 37,** nr. 7, октябрь 1989 г., стр. 301

Представляется обобщение математической природы теоремы исходных условий, для того чтобы это было возможно применять и в вычислениях определительных и алеаторных переходных режимов. Илюстрируется с помощью простого примера применение обобщительной теоремы.

УДК 531.1 :621.385.032

КИНЕМАТИКА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ АППАРАТОВ
ЭЛЕКТРОННАЯ УСТАНОВКА

Пейков, Ал., Бробоанэ, Л.: **Электронная установка для изучения кинематики электрических аппаратов для коммутации низкого и высокого напряжения.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 37,** nr. 7, октябрь 1989 г., стр. 304

Работа описывает электронную установку задуманную авторами, для изучения кинематики (определение кривых зависимости относительно времени пробега, скорости и ускорения перемещающегося контакта) электрических аппаратов для коммутации низкого и высокого напряжения. Результаты определения зарегистрированы фотографически и их обработка позволяет оптимизацию проектирования электрических аппаратов.

УДК 621.3.013: 621.36

СТАЦИОНАРНОЕ МАГНИТНОЕ ПОЛЕ
МЕТОД КОНЕЧНОГО ЭЛЕМЕНТА

Кырстя, И., Пасэре, С.: **Гибридная модель для двухразмерного стационарного магнитного поля.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 37,** nr. 7, октябрь 1989 г., стр.308

Работа содержит гибридную модель для стационарного магнитного поля плоско-параллельного и плоско-меридиального основанного на комбинированном использовании методов конечного элемента для области и границы.

УДК 65.014: 658 .5

РАЦИОНАЛИЗАЦИЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ
МЕТОД ,,АНАЛИЗ ЦЕНЫ''

Хыршовеску, П. К.: **Рационализация процессов изготовления при помощи метода ,,АНАЛИЗ ЦЕНЫ".**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 37,** nr. 7, октябрь 1989 г., стр. 314

Имея в виду увеличение компетитивности изделий и получение экономической эффективности процессов изготовления довольно повышенной, автор рассматривает в работе вопрос рационализации процессов изготовления при помощи метода ,,анализ цены''.

INHALT

DK 621.316.923.1

ÜBERFLINKE ELEKTRISCHEN
SCHMELTZSICHERUNGEN AUS KUPFER.

Barbu, I., Eliade, R.: **Parallele zwischen den ultraschnellen Schmeltzsicherungen aus Silber und Kupfer.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, Nr. 7, Oct 1989, S. 273

Die Arbeit beschreibt eine neue Serie von ultraschnellen Sicherungen mit einem speziellen Löschnediumm des elektrischen Feders. Es besteht aus Quarzsand und Härtungsmittel.

Die Kenngrössen der ultraschnellen Sicherungen mit Fusibel aus Cu mit diesem Löschmedium „dicht — starr" — sind mincleslens auf dem Niveau der ultraschnellen Sicherungen mit Schmeltzpatronen aus Ag und mit einem Löschmedium, das aus Quarzsand besteht.

DK 621.313.32 : 51

SYNCHRONMASCHINE
MATHEMATISCHES MODELL
ERREGUNGSSYSTEM

Galan, N. ua.: **Das vereinfachte mathematische Modell der Drehstromsynchronmaschine.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, Nr. 7, Okt 1989, S. 279

Es wird das vereinfachte mathematische Modell der Drehstromsynchronmaschine dargestellt, indem sich zwei Trägheitstypen des Rotors, eine elektrische Trägheit der Erregerwicklung und eine mechanische Trägheit auszeichnen. Dieses Modell wird zwecks Entwurfs und Optimisierung der Erregungssysteme von Synchronmaschinen mit genügender Sichercheit verwendet.

DK 621.316.62.396.2

MIKROWELLENANLAGEN
INDUSTRIELLE ANWENDUNGEN

Miron, D.: **Betrachtung der Speise — und Steuergeröte der Mikrowellenanlagen für industrielle Anwendungen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, Nr. 7, Okt 1989, S. 285

Dargestellt wird ein Speise — und Steuergerät für die Mikrowellenanlagen, das von ICPE mit einheimischen Fertigungskomponenten entworfen und dargestellt wurde. Es sichert den guten Betrieb der mit Magnetronen vom Typ CK 612 oder anderen Magnetrontypen ausgerüsteten Anlagen.
Das Gerät wird für Mikrowellenanlagen industrieller Anwendungen gebraucht.

DK 621.316.933.621.382.112 : 621.319.53 ; 621.317.333.83

NICHTLINEARE WIDERSTÄNDE
TASTGEBER
WELLENANALYSATOR

Bădic, M: **Die elektrische Charakterisierung der nichtlinearen Widerstände mit ZnO.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, Nr. 7, Okt 1989, S. 291

Es werden synthetisch die allgemeinen physikalischen Vorgänge in Bezug auf die Leitung an nichtlinearen Widerständen mit ZnO dargestellt zwecks Ausarbeitung spezifischer elektrischer Versuchsmethodologien an Varistoren und Auslädern mit Metalloxyden.

Es werden die allgemeinen Rechnungsbeziehungen vorgeführt, die der Kennlinie U—I gehören; der rechtförmige Impulsgenerator, der speziell zur Bestimmung dieser Kennlinie entwickelt wurde und die benützte Messanordnung; es werden die Oszillogrammen und die Diagrammen angegeben als Folge der experimentellen Ergebnisse.

DK 621.3.011.7

ANFANGSBEDINGUNGEN
WAHRSCHEINLICHKEITSDICHTEN
ÜBERGANGSBETRIEB

Ionel, S.: **Eine Verallgeneinerung des Anfangsbedingungensatzes.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, Nr. 7, Okt 1989, S. 301

Dargestellt wird eine Verallgemeinerung mathematischer Art des Anfangsbedingungensatzes damit es gleichermassen zur Rechnung des bestimmenden und aleatorischen Übergangsbetriebe benützt werden kann. Durch ein einfaches Beispiel wird die Anwendung des verallgemeinerten Satzes illustriert.

DK 531.1 : 621.385.032

DIE KINEMATIK DER ELEKTROAPPARATEN
ELEKTRONISCHE ANLAGE

Peicov, Al., Broboană, L: **Elektronische Anlage zum Kinematikerstudium der Schaltelektroapparaten niedriger und hoher Spannung.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, Nr. 7, Okt 1989, S. 304

Der Beitrag schildert eine elektonische Anlage, die von den Autoren zum Kinematikstudium (die Bestimmung der Zeitabhängigkeitskurve des Hubs, der Geschwindigkeit und Beschleunigung des beweglichen Kontakts) der Schaltelektroapparaten niedriger und hoher Spannung entworfen wurde.
Die Bestimmungsergebnisse werden photographisch registriert und ihre Bearbeitung gestattet die Entwurfsoptimisierung der Elektroapparaten.

DK 621.3.013 : 621.36

STATIONÄRES MAGNETFELD
DIE METHODE DER ENDELEMENTE

Cârstea, I., Pasăre, S.: **Ein Hybridmodell des zweidimensionellen, stationären Magnetfeldes.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, Nr. 7, Okt 1989, S. 308

Der Beitrag schildert ein Hybridmodell des stationären Parallelebene-und Meridianebenemagnetfeldes, das sich auf die kombinierte Bereichsendelementmethode und deren der Grenzendelemente gründet.

DK 65.014 : 658.5

FERTIGUNGSRATIONALISIERUNG
„WERTANALYSE"—METHODE

Hîrşovescu, P.C.: **Die Rationalisierung der Herstellungsvorgänge mittels der „Wertanalyse"-Methode.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, Nr. 7, Okt 1989, S. 314

Unter Berücksichtigung der Erhöhung der Produktenwettbewerbfähigkeit und Erzielung einer wirtschaftlichen Höchstleistung der Herstellungsvorgänge behandelt der Verfasser die Frage der Rationalisierung der Herstellungsvorgänge mittels der „Wertanalyse"-Methode.

CONTENTS

DC 621.316.923.1

ULTRA—FAST FUNS
COPPER FUSIBLE

Barbu, I., Eliade, R.: **Comparison between Ultra-Fast Fuses with Copper and Silver Fusibles.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, No. 7, October. 1989, p. 273

The paper deals with a new series of ultra-fast fuses with special arc extinguishing environment. It is made of quartz sand and reinforcing binder. The parametres of ultra-fast fuses with copper fusible and the above-mentioned environment, called „copact-rigid", are at least at the level of the ultra-fast fuses with silver fusibles and quartz sand extinguishing environment.

DC 621.313.32 : 51

SYNCHRONOUS MACHINE
MATHEMATICAL MODEL
EXCITATION SYSTEM

Galan, N. a.s.o.: **Simplified Mathematical Model for The Three-Phase Synchronous Machine.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, No. 7, October 1989, p. 279

In the work the simplified mathematical model of a three-phase synchronous machine is presented, emphasis being laid on two types of inertia: excitation winding electrical inertia and rotor mechanic inertia. This model aims at accurately designing and optimizing the excitation systems for synchronous machines.

DC 621.316 : 621.396.2

MICROWAVE INSTALLATIONS
INDUSTRIAL APPLICATIONS

Miron, D.: **Considerations on Control and Su pply Equipment Specific to Industrial Microwave Installations·**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, No. 7, October 1989, p. 285

The work aims at presenting a supply and control equipment for microwave installations. The above mentioned equipment was designed and developed in ICPE with indigenous components and ensures the adequate operation of the installations provided with the magnetron type CK 612 or with any other type of magnetron. The equipment is used in microwave installations with industrial applications.

DC 621.316.933 : 621.382.112 :621.319.53 : 621.317.333.83

NONLINEAR RESISTANCES
PULSE GENERATORS
WAVE ANALYSER

Bădic, M.: **Electrical Characterization of ZnO-Based Nonlinear Resistances.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, No. 7, October 1989, p. 291

General physical phenomena related to conduction in ZnO-based nonlinear resistances are presented in order to develop certain specific methodologies for the electric testing of metal oxide-based surge arresters and varistors. There are given the general computing relations for the U—I characteristic and the rectangular pulse generator specially designed to measure this characteristic, the measuring assembly used, the diagrams and oscillograms representing the experimental results, are presented.

DC 621.3.011.7 : 621.3.014.3

INITIAL CONDITIONS
PROBABILITY DENSITY
TRANSISTORY STATE

Ionel, S.: **Generalization of Initial Condition Theorem.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, No. 7, October 1989, p. 301

A mathematical generalization of the initial condition theorem is presented, which can be used both for transitory and random states. The generalized theorem is exemplified by means of a simple example.

DC 531.1 : 621.385.032

SWITCHGEAR KINEMATICS
ELECTRONIC EQUIPMENT

Peicov, Al., Broboană, L.: **Electronic Equipment for Kinematic Study of Low-Voltage and High Voltage Switchgear.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, No. 7, October 1989, p. 304

In the paper an electronic equipment, designed by the authors, for the kinematic study (time-dependent curves of travel, speed and mobile contact acceleration) of low-and high voltage switchgear, is presented. The measuring results are photographically recorded, their processing allowing for the optimization of switchgear design.

DC 621.3.013 : 621.36

STATIONARY MAGNETIC FIELD
FINITE ELEMENT METHOD

Cârstea, I., Pasăre, S.: **A hybrid model for 2—D stationary magnetic field.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, No. 7, October 1989, p. 308

In the paper a hybrid model of the parallel-plane and meridian-plane stationary magnetic field, is presented. The model is based on the combined usage of boundary and finite element methods.

DC 65.014 : 658.5

MANUFACTURING RATIONALIZATION
„VALUE ANALYSIS" METHOD

Hârşovescu, P.C.: **Manufacturing Process Rationalization by Means of „Value Analysis" Method.**

E.E.A.—**Electrotehnica 37**, No. 7, October 1989, p. 314

Taking into account the problem of increasing the product competitivity and efficiency, the author approaches the problem of manufacturing process rationalization by means of the „value analysis " method.

SOMMAIRE

CD 621.316.923.1

FUSIBLES ELECTRIQUES ULTRA, RAPIDES
FUSIBLES EN CUIVRE

Barbu, I., Eliade; R. : **Comparaison entre les fusibles ultra-rapides à fusibles en cuivre et argent.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 7, oct 1989, p. 273

L'ouvrage traite une nouvelle série de fusibles ultra-rapides à milieu d'extinction de l'arc electrique spécial. Celui-ci est formé de sable de quartz et un liant solidifiant. Les parametres des fusibles ultra-rapides à fusibles en cuivre comportant ce milieu d'extintion „compact et rigide" sont au moins au niveau des fusibles ultra-rapides en argent et milieu d'extintion formé de sable de quartz.

CD 621.313.32 : 59

MACHINE SYNCHRONE
MODELE MATHÉMATIQUE
SYSTÈME D'EXCITATION

Galan, N. et al. : **Modèle mathématique simplifié de la machine synchrone triphasée.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 7, oct 1989, p. 279

On présente le modèle mathématique simplifié de la machine synchrone thiphasée, en mettant en évidence deux types d'inertie : l'une électrique de l'enroulement d'excitation et l'autre mécanique du rotor. Ce modèle est utilisé avec exactitude dans le but de conçevoir et d'optimiser les systèmes d'excitation de la machine synchrone.

CD 621.316 : 621.396.2

INSTALLATIONS À MICRO-ONDES
APPLICATIONS INDUSTRIELLES

Miron, D. : **Considérations concernant l'équipement d'alimentation et commande spécifique des installations à micro-ondes pour applications industrielles.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 7, oct 1989, p. 285

L'ouvrage présente un équipement d'alimentation et commande spécifique des installations à micro-ondes conçu et réalisé par IGPE à composantes de fabrication indigène. L'équipement assure le fonctionnement en bonnes conditions des installations équipées à magnétronnes type CK 612, ou à d'autres types de magnétrones. L'équipement est utilisé aux installations à micro-ondes pour applications industrielles.

CD 621.216.933 : 621.382.112 : 621.319.53 : 621.317.333.83

RÉSISTANCES NON—LINEAIRES
GÉNÉRATRICES D'IMPULSIONS
ANALYSEUR D'ONDE

Bădic, M. : **Caractérisation électrique des résistances non-linéaires à ZnO.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 7, oct 1989, p. 291

On expose synthétiquement les phénomènes physiques généraux concernant la conduction dans les résistances non-linéaires à Z_nO pour mettre les bases des méthodologies spécifiques d'essais électriques des varistors et des éclateurs à oxydes métalliques. On présente les relations générales de calcul afférentes de la caractéristique U—I; la génératrice d'impulsion réctangulaire construite spécialement dans le but de déterminer cette caractéristique et l'ensemble des mesures utilisé, donnent les oscillogrammes et les diagrammes qui constituent les résultats expérimentaux.

CD 621.3.011.7 : 621.3.014.3

CONDITIONS INITIALES
DENSITÉS DE PROBABILITE
REGIME TRANSITOIRE

Ionel, S. : **Une généralisation du théorème des conditions initiales.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 7, oct 1989, p. 301

On présente une généralisation de nature mathématique du théorème des conditions initiales, pour que celle-ci puisse être utilisée en même temps dans le calcul des régimes transitoires déterministes et aléatoires. On illustre, par un exemple simple, l'application du théorème généralisé.

CD 531.1 : 621.385.032

CINEMATIQUE DES APPAREILS ÉLECTRIQUES
INSTALLATION ÉLECTRONIQUE

Peicov, Al., Broboană, L. : **Installation électronique pour l'étude de la cinématique des appareils électriques de commutations de basse et haute tension.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 7, oct 1989, p. 304

L'ouvrage décrit une installation électronique, conçue par les auteurs, pour l'étude de la cinématique (détermination des courbes de dépendance par rapport au temps de la course, de la vitesse et de l'accélération du contact mobile) des appareils électriques de commutation de basse et haute tension. Les résultats de la détermination sont enregistrés d'une manière photographique et leur traitement implique l'optimisation de la conception des appareils électriques.

CD 621.3.013 : 621.36

CHAMP MAGNÉTIQUE STATIONNAIRE
METHODE DES ELEMENTS FINIS

Cârstea, I., Pasăre, S. : **Un modèle hybride pour le champ magnétique stationnaire bi-dimensionnel.**
E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 7, oct 1989, p. 308
L' ouvrage comporte un modèle hybride pour le champ magnètique stationaire plan — parallèle et plan — méridien basé sur l'utilisation combinée des méthodes des éléments finis de domaine et de limite.

CD 65.014 : 658.5

RATIONALISATION DE LA FABRICATION
METHODE DE „L'ANALYSE DE LA VALEUR"

Hărşovescu, P.C. : **Rationalisation des processus de fabrication à l'aide de la méthode de „l'analyse de la valeur".**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 7, oct 1989, p. 314

Ayant en vue l'accroissemnt de la compétitivité des produits et l'obtention d'une efficacité économique des plus élevées en ce qui concerne les processus de fabrication, l'auteur aborde dans l'ouvrage le problème de la rationalisation des processus de fabrication, en utilisant la méthode de „l'analyse de la valeur".

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. ing. C. APEREI ; dr. ing I. BĂTRÎNA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCENICĂ ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLĂȚEANU ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNUȚ ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUȘCAȘU ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI

Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA" (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Electrotehnice, apare în cadrul Institutului de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Industria Electrotehnică (I.C.P.E.) București. Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimte la redacția revistei, București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 și 695, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poștal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 301700301 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții, ca și pentru persoane particulare este de 120 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA și AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM" — departamentul export — import presă — București — Calea Griviței nr. 64—66. P.O.B. — 2001 — Telex 01.12.26

Tiparul :
I. P. Informația — Universul
București, str. Brezoianu nr. 23—25, cd. 1499

ELECTROTEHNICA,
ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Electrotehnica nr. 7

CZ 621.316.923.1

Comparaţie între siguranţele ultrarapide cu fuzibile din cupru şi argint

ION BARBU, RADU ELIADE* – BUCUREŞTI

Introducere

Pînă în urmă cu 5—6 ani tendinţa pe plan mondial în construcţia de siguranţe ultrarapide era ca materialul folosit pentru fuzibil să fie argintul pur (99%). Apoi, firmele cu renume pe plan mondial (Ferraz—Franţa ; Bussmann—SUA) au trecut şi la alte soluţii în ce priveşte materialul utilizat în construcţia fuzibilului şi anume combinaţii ale argintului cu cuprul.

Şi în cazul siguranţelor ultrarapide se întîmplă acelaşi fenomen ca şi la siguranţele cu mare putere de rupere şi casnice. În urmă cu 20 de ani majoritatea firmelor cu renume pe plan mondial fabricau siguranţele respective cu fuzibile din Ag. Chiar normele V.D.E. recomandau ca material pentru fuzibile argintul. Treptat însă firmele, chiar cele mai prestigioase, au trecut la înlocuirea argintului cu cupru în construcţia fuzibilelor, astfel că în prezent sînt puţine firme care mai folosesc argintul sau cuprul argintat sau placat.

În ţara noastră lucrurile au fost relativ la fel. Astfel, siguranţele cu mare putere de rupere s-au fabricat pînă aproximativ în anul 1975 cu fuzibile din argint. Înainte şi după această dată, datorită colaborării cu firma AEG şi cercetărilor efectuate în ICPE, fuzibilele siguranţelor din argint au fost înlocuite cu fuzibile din cupru. În acest fel pînă în anul 1988 prin aplicarea la I.A.E.I. — Titu a cercetărilor ICPE s-a eliminat un consum de argint de 29 304 kg, cu un efect economic de peste 220 milioane lei. De asemenea şi în cazul siguranţelor unipolare, tip *D* fuzibilele se fabricau din argint. După anul 1970, pe baza cercetărilor ICPE fuzibilele respective au fost înlocuite cu fuzibile din cupru. În acest fel s-au economisit, pînă în anul 1988, 67 570 kg argint cu efecte economice de peste 345 milioane lei. În cazul acestor siguranţe lucrurile au fost mai severe, întrucît STAS 452, existent la acea dată, prevedea, pentru acest tip de siguranţe, fuzibile din argint. Numai după apariţia CEI 241/1968, care prevedea o încercare la durată de viaţă electrică de 100 cicluri condiţie care a fost inclusă în STAS 452 s-a hotărît fabricarea siguranţelor cu fuzibile din cupru.

În prezent, în ICPE există o vastă experienţă în domeniul siguranţelor cu fuzibile din cupru, iar normele internaţionale (CEI) şi naţionale (STAS) prevăd încercări de anduranţă electrică şi nu impun materiale pentru construcţia fuzibilelor.

Considerentele care au condus la concluzia de înlocuire a argintului cu alte metale sînt, în special, de ordin economic deoarece argintul are preţul cel mai ridicat. Astfel, argintul are preţul de 200 $/kg, cuprul — 3,187 $/kg, aluminiul-1,982 $/kg. După cum se va vedea mai departe proprietăţile electrofizice ale argintului şi cuprului sînt practic asemănătoare.

Avînd în vedere cele de mai sus, începînd cu anul 1986 a început cercetarea la ICPE a siguranţelor ultrarapide cu fuzibile din cupru pur. Astfel, în 1987 s-a finalizat deja, cu omologare, cercetarea seriei de siguranţe ultrarapide de 660 V c.a. cu fuzibile din cupru, 100 ÷ 630 A. Tot în 1987 s-a omologat, în fază unică, siguranţa ultrarapidă de 500A, 1 000 V c.a. cu fuzibile din cupru, care se fabrică la ICPE pe microproducţie. Apoi în 1988 s-a finalizat, tot cu omologare, cercetarea siguranţelor ultrarapide cu fuzibile din cupru de 1 250 V c.a., 400 A şi 800 A. Urmează ca anul acesta şi la începutul anului viitor să se omologheze în fază de prototip seria de siguranţe ultrarapide gabarit 00 cu fuzibile din cupru, 660V c.a., 16 ÷ 200 A.

1. Materiale folosite în construcţia fuzibilelor şi stingerea arcului electric

1.1. Materiale folosite în construcţia fuzibilelor

Materialele folosite în construcţia fuzibilelor electrice sînt condiţionate de proprietăţile aces-

* Dr. ing. *Barbu I.* — este şef de laborator la ICPE; ing. *Eliade R.* — este inginer principal în cadrul aceluiaşi laborator.

tora, dintre care se menţionează: rezistivitatea electrică; conductivitatea termică; constanta Mayr; masa specifică; temperatura de topire; temperatura de vaporizare; coeficientul de difuzivitate termică; rezistenţa la oxidare; comportarea vaporilor metalici în cîmp electric; sudabilitatea etc., mărimi prezentate în tabelul 1.

Tabelul 1

Parametrii fizici ai principalelor materiale conductoare folosite la fuzibilele siguranţelor

Parametrii / Materialul	Rezistivitatea, 10^{-6} Ω cm	Densitatea, g/cm³	Căldura specifică, Ws/g°C	Conductivitatea termică, W/cm°C	Temp. topire, °C	Temp. vaporizare °C	Constanta Mayr $\times 10^8$, $[A/cm^2]^2$ s
Aluminiu	2,55	2,7	0,86	2,26	659	2400	2,94
Argint	1,51	10,5	0,232	4,18	961	1950	6,64
Cupru	1,63	8,9	0,38	3,9	1083	2350	9,55
Zinc	5,6	7,15	0,384	1,13	419	907	1,28

După cum se observă, cele mai bune proprietăţi electrice le are argintul, după care urmează cuprul. Cuprul însă are un mare dezavantaj că oxidează la temperaturi ridicate, iar Cu_2O are rezistivitate electrică mare. Şi argintul oxidează, dar grosimea Ag_2O este de ordinul a 10 Å, iar oxidul astfel format împiedică oxidarea în continuare a Ag; de altfel oxidul de argint este bun conducător de electricitate.

Pe plan mondial şi în ţara noastră s-a încercat şi folosirea Al la construcţia fuzibilelor [1, 2], dar pînă în prezent cercetările nu au fost încurajatoare.

1.2. Principalele solicitări ale fuzibilelor

Fuzibilele siguranţelor ultrarapide resimt două tipuri importante de solicitări: electromecanice şi electrotermice.

Solicitările electromecanice se datoresc dilatărilor şi contracţiilor fuzibilelor ca efect al încălzirii şi răcirii ciclice a acestora. La fuzibilele cu o lungime de 100 mm acestea se dilată şi contractă intermitent, cu 0,84 mm la Cu şi cu 1 mm la Ag [1]. La o construcţie necorespunzătoare a fuzibilelor solicitarea respectivă apare în zona cea mai sensibilă (a istmutilor), unde fuzibilul se rupe. Constructiv, se iau măsuri pentru evitarea fenomenului.

Solicitările electrotermice se datoresc încălzirii fuzibilelor, ca efect termic al curentului electric. Solicitarea termică are ca efect oxidarea fuzibilelor respective cu efectele menţionate mai sus.

Pentru verificarea efectelor solicitărilor menţionate mai sus normele internaţionale şi româneşti au prevăzut încercări speciale de anduranţă electrică. Aceste încercări constau în solicitarea la:

— 100 de cicluri, fiecare compus dintr-o durată activă şi o durată de pauză egale între ele şi egale fiecare cu 0,1 ori timpul convenţional prevăzut în STAS 4173/1—78, curentul care străbate siguranţa fiind curentul său nominal;

— 100 de cicluri, fiecare avînd o durată totală de 0,2 ori timpul convenţional din STAS 4173/1—78, partea activă a ciclului fiind de 6 secunde, timp în care elementul de înlocuire este parcurs de un curent de suprasarcină egal cu 1,6 I_n pentru $I_n \leqslant 100$ A sau cu 2 I_n pentru $I_n > 100$ A.

1.3. Mediul de stingere a arcului electric

Mediul de stingere tradiţional al arcului electric în siguranţă este nisipul de cuarţ (SiO_2), cu anumite granulaţii prescrise, Nisipul de cuarţ permite pătrunderea atît a oxigenului la fuzibile, cît şi a arcului electric şi a vaporilor metalici în interstiţiile dintre granulele nisipului, răcind puternic arcul electric.

După opinia autorilor, bazată pe studii şi încercări efectuate în decursul a zeci de ani, şi în cazul siguranţelor ultrarapide poate fi folosit cuprul în construcţia fuzibilelor dacă se iau măsuri de împiedicare a oxidării acestuia. Aşa cum s-a văzut din tabelul 1 proprietăţile cuprului nu diferă mult de ale argintului, cu excepţia oxidării.

De-a-lungul anilor în ICPE au fost elaborate mai multe medii de stingere compact-rigide care împiedică oxidarea cuprului; dintre acestea, s-a ales mediul format din nisip de cuarţ şi un liant întăritor. Acest mediu de stingere compact-rigid se obţine în urma aplicării unei tehnologii speciale de compactare şi rigidizare. În urma experimentărilor efectuate pe siguranţe electrice s-a constatat că acest mediu de stingere are proprietăţi superioare nisipului de cuarţ, în special în trei direcţii. Prima direcţie consta în obţinerea unui material compact care împiedică pătrunderea oxigenului la fuzi-

bile și, deci, oxidarea acestora. Compactitatea mediului respectiv a fost caracterizată prin determinări de porozitate și absorbție de apă. Astfel, porozitatea mediului respectiv este de 17%, față de cea a betonului pentru temperaturi înalte, cu liant de sticlă solubil, care este de 23%. A doua direcție urmărită a fost aceea de a elimina cît mai mult aerul, îmbunătățind astfel transferul de căldură. A treia direcție constă în lamelarea și răcirea puternică a arcului electric, stingîndu-l într-un timp cît mai scurt și cu o evoluție a curentului de arc puternic căzătoare. În acest fel siguranțele respective au un curent limitat tăiat și I^2t mai mici decît cele cu nisip de cuarț.

2. Comparații constructive ale siguranțelor ultrarapide

Avînd în vedere considerațiile făcute mai sus noile serii de siguranțe ultrarapide cu fuzibile din cupru sînt, din punct de vedere constructiv, cu gabarit redus (excepție face doar gabaritul 00, unde a fost deja redus gabaritul la siguranțele cu fuzibile din argint).

Dimensiunile acestor noi serii de siguranțe sînt în conformitate cu DIN 43653 [3], fiind preluate și de STR MIEt E — 1272/1—88 [4].

Astfel, la seria de siguranțe ultrarapide de 660 V c.a., 100 — 630 A, (fig. 1) dimensiunea de bază ce trebuie luată în considerație este distanța dintre șuruburile de fixare. La actuala serie această distanță este de 110 m, iar la noua serie este de 80 mm. O altă cotă care a condus la reducerea gabaritului siguranțelor este lungimea ceramicii, care s-a redus de la 60 mm la 40 mm. Lungimea totală a siguranțelor vechi este de 140 mm, iar a celor noi de 110 mm.

Un alt rezultat deosebit al noii serii de siguranțe ultrarapide de 660 V c.a., 100 ÷ 630 A

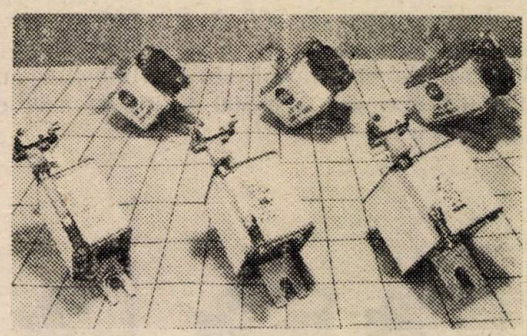


Fig. 1. Seria unitară de siguranțe ultrarapide de 660 V 16 ÷ — 630 A :
sus — cu fuzibile din Cu
jos — cu fuzibile din Ag.

este creșterea curenților nominali în același gabarit. Situația comparativă este prezentată în tabelul 2,

unde : V_I — reprezintă varianta inițială omologată în conformitate cu toate indicațiile normelor ;

V_{II} — varianta simplificată, care nu corespunde normelor prescrise din normele VDE și CEI. Principala deficiență constă în curgerea nisipului pe la cuțitele siguranțelor respective.

Tabelul 2

Principalele consumuri specifice la siguranțele cu fuzibile din Cu și Ag

Gabarit	Curenți nominali, A		Masă totală, gr		Masa totală de alamă sau de Cu, gr			Consum oțel inoxidabil sau Fe, gr	
	IAEI Titu	varianta nouă	IAEI Titu	varianta nouă	IAEI Titu V_I · V_{II}		varianta nouă/ Am	IAEI Titu	varianta nouă Fe
					Cu	Cu			
1	100 125 160 200 250	100 125 160 200 250 315 350	486 632	390 390	71 110	50 70	53 53	26 V_I	80
2	315 400	400 500	632 950	478 478	110 152	70 90	72	52 V_{II}	108
3	500	630 800	950	716	152	98	95	V_I 74 V_{II}	166

Astfel, se observă că la actuala serie în gabaritul 1 se realizează curentul cel mai mare de 250 A, la noua serie 350 A, realizîndu-se în plus curenții nominali de 315 A și 350 A. În gabaritul 2 actuala serie are curentul cel mai mare, de 400 A, iar noua serie are curentul de 500 A. În gabaritul 3 actuala serie are curentul cel mai mare, de 500 A, iar noua serie are și curentul de 630 A.

Siguranțele ultrarapide cu fuzibile din cupru de 1,250 V c.a. 400 A și 800 A sînt de asemenea cu gabarit redus (fig. 2).

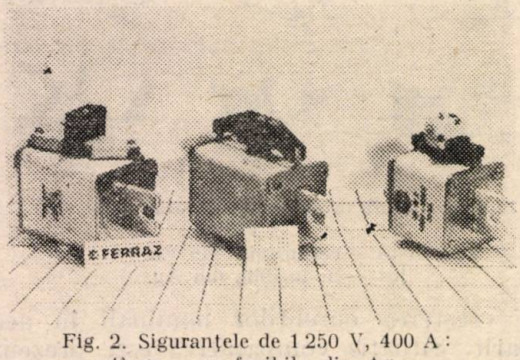


Fig. 2. Siguranțele de 1 250 V, 400 A:
stînga — cu fuzibile din Ag
dreapta — cu fuzibile din Cu.

Astfel, la siguranțele de 400 A cu cuțite, distanța dintre găurile de prindere a fost redusă de la 140 mm, la vechea serie, la 110 mm, iar lungimea totală s-a redus de la 170 mm la 140 mm. La siguranța de 800 A distanța dintre bolțurile de prindere s-a redus de la 150 mm, la vechea serie, la 117 mm.

Aceste importante reduceri de gabarit au fost posibile datorită manșoanelor ceramice a căror lungime s-a redus de la 90 mm la vechea serie, la 60 mm. Ceramica lungă de 90 mm se obține prin turnare sau extrudere, iar ceramica de 60 mm se obține prin presare. Este cunoscut că prin presare, manșoanele ceramice ce se obțin sînt superioare calitativ manșoanelor turnate sau extrudate. De asemenea, tehnologia de presare este și mai productivă.

La seria de siguranțe ultrarapide gabarit 00 de 660 V c.a., $I_n = 16 \div 200$ A și la siguranța ultrarapidă de 500 A, 1 000 V c.a., singurul reper care se modifică la noua serie față de vechea serie este elementul fuzibil (cupru în loc de argint).

3. Comparații ale parametrilor electrici obținuți

Siguranțele cu fuzibile din cupru au fost încercate la toate condițiile prevăzute în STR MIEt E — 1272/1—88. În continuare se vor prezenta comparativ cîțiva parametri de bază, ca I^2t, pierderile, curentul limitat tăiat etc.

3.1. Încercări normale

Comparînd performanțele siguranțelor ultrarapide cu fuzibile de Ag de 660 V și de 1 250 V c.a., cu performanțele siguranțelor ultrarapide similare cu fuzibile din Cu, se constată că performanțele siguranțelor noi sînt superioare celor cu fuzibile din Ag în condițiile în care, așa cum am mai arătat, gabaritele și masele au fost și ele reduse cu circa 30 % (tabelul 2).

În tabelul 3 se prezintă spre exemplificare principalele performanțe obținute în urma încercării siguranțelor noi conform CEI—269—4/1986 [5] și STR—MIEt—E—1272/1—88 și ale siguranțelor vechi.

Aceste rezultate par paradoxale, în realitate, însă nu sînt, ele datorîndu-se, așa cum s-a mai arătat, proprietăților mult îmbunătățite ale mediului de stingere compact — rigid, precum și concepției originale a fuzibilelor din cupru.

Rezultatele cele mai spectaculoase s-au obținut la seria de siguranțe ultrarapide de 660 V c.a., 100 ÷ 630 A, unde I^2t total s-a redus cu pînă la 68 %, față de varianta cu fuzibile din Ag, iar puterea disipată maximă s-a redus cu pînă la 54 %, față de varianta cu fuzibile din Ag.

3.2. Încercări speciale

O altă serie de încercări, la care siguranțele ultrarapide cu fuzibile din cupru s-au comportat tot atît de bine ca și cele cu fuzibile din argint, au fost cele de anduranță electrică descrisă la pct.2.2. Astfel, siguranța ultrarapidă de 500 A, 660 V c.a. cu fuzibile din cupru a fost supusă la 100 cicluri, fiecare ciclu avînd o durată activă de 6 secunde și o pauză de 24 minute, siguranța fiind străbătută de un curent de 1 000 A. Siguranța a rezistat bine la aceste cicluri. O altă încercare la care a fost supusă siguranța ultrarapidă de 500 A, 660 V c.a. cu fuzibile din cupru a constat din 100 cicluri, fiecare ciclu avînd o durată activă de 24 minute și o pauză de 24 minute, siguranța fiind parcursă de curentul nominal. Siguranța a rezistat, de asemenea, bine. La această încercare, prescrisă de norme, rezultă un curent echivalent de încercare de 0,8 I_n.

La siguranțele ultrarapide cu fuzibile din cupru (500 A, 660 V și 1000 V c.a.); pe lîngă încercările impuse de norme, au fost efectuate și cîteva încercări speciale:

— siguranța de 500 A, 660 V c.a. a fost supusă în mod continuu la un curent de 400 A. Ea are deja 3 321 ore de funcționare și nu s-a ars. Acest curent reprezintă curentul echivalent prescris de norme. De altfel, firmele LK—NES [6] și Ferraz [7] garantează la anduranță electrică siguranțele ultrarapide la 0,8 I_n;

— siguranțele de 500 A, 1 000 V c.a., atît cu fuzibile din cupru, cît și cu fuzibile din argint au fost supuse la curentul lor nominal în cicluri de cîte 24 minute sarcină și 24 minute pauză. Rezultatele sînt prezentate în tabelul 4;

Tabelul 3

Parametrii electrici comparativi ai siguranțelor cu fuzibile din Cu și Ag

Tensiunea nominală, V	Curentul nominal A	Material fuzibil	Parametrii electrici			
			I^2t total, A^2s	Puterea disipată, W	Curentul limitat tăiat la I_p = 50 kA kA	Tensiunea de arc maximă, V
660	100	Ag	12 000	32	6,2	1 100 la Cu
		Cu	3 900	21	3,6	
	125	Ag	14 000	44	7,0	
		Cu	8 600	23	4,1	
	160	Ag	18 000	52	7,8	
		Cu	18 000	24	5,1	
	200	Ag	40 000	64	3,9	
		Cu	29 000	39	9,7	
	250	Ag	80 000	78	11,5	
		Cu	34 000	48	6,6	
	315	Ag	150 000	100	16,0	
		Cu	70 000	64	8,9	
	350	Ag	—	—	—	
		Cu	109 000	70	9,2	
	400	Ag	200 000	120	19,0	1 600 la Ag
		Cu	122 000	78	11,0	
	500	Ag	500 000	180	23,0	
		Cu	250 000	82	12,7	
	630	Ag	—	—	—	
		Cu	418 000	106	15,8	
1000	500	Ag	364 000	122	20	1 913
		Cu	342 000	122	19	1 906
1250	400	Ag	235 000	186	19	2 506
		Cu	180 000	110	19,3	1 869
	800	Ag	919 000	361	31	2 432
		Cu	706 000	217	26	1 938

Tabelul 4

Comportarea la anduranță electrică a siguranțelor din Cu și Ag de 500 A, 1 000 V

Nr. crt.	Tensiunea nominală, V	Curent nominal, A	Curent de încercare, A	Rezistența internă, m Ω	Material fuzibil	Nr. cicluri efectuate
1	1000	500	500	0,22	Ag	220
2	1000	500	500	0,26	Cu	227
3	1000	500	500	0,26	Cu	144
4	1000	500	500	0,26	Cu	484

— 19 siguranțe ultrarapide de 500 A, 1 000 V c.a., cu fuzibile din cupru, care au fost depozitate timp de 1 an, apoi au fost încercate la ICEMENERG la 1 000 V c.a. și curenți între 4 000 A și 38 400 A. Siguranțele s-au comportat foarte bine față de normele în vigoare;

— siguranțele de 500 A, 1 000 V c.a. cu fuzibile din cupru și din argint au fost supuse la încercare la mare capacitate de rupere — 160 KA; 1 100 V c.a. la IPH—Berlin. Ele au rezistat foarte bine. Din încercările efectuate au rezultat că parametrii siguranței cu fuzibile din Cu sînt mai buni decît cei ai siguranțelor cu fuzibile din Ag. Acest lucru se datorește și faptului că sistemul de fuzibile la siguranțele cu Cu este perfecționat;

— siguranțele de 500 A, 1 000 V c.a., cu Cu cu un ecran metalic în jurul lor au fost supuse la 1 100 V c.a., curentul I_2=8 000 A. Nu s-a observat ionizarea și străpungerea spațiului dintre siguranță și ecran;

— siguranțe de 500 A, 1 000 V c.a. cu fuzibil din Cu și Ag, învelite cu vată, au fost supuse, de asemenea, la 1 100 V c.a., la curentul I_2. Nu s-a observat ejecție de plasmă în exterior.

Concluzia acestor încercări suplimentare este, o dată în plus, că siguranțele ultrarapide cu fuzibile din cupru pot prezenta garanție în exploatare.

4. Concluzii

4.1. Din analiza parametrilor electromecanici ai materialelor folosite în construcția fuzibilelor se poate constata că Ag și Cu sînt aproximativ similare, cu excepția fenomenului de oxidare. S-a arătat că oxidul de argint (Ag_2O) nu influențează caracteristicile siguranței, iar oxidul de cupru (Cu_2O) influențează în timp aceste caracteristici.

4.2. Din concluzia de mai sus rezultă că pentru utilizarea cuprului în construcția fuzibilelor trebuie luate măsurile de împiedicare sau diminuare a oxidării acestuia. La siguranțele normale (tip *gI*, tip *aM* etc.) aceste măsuri au fost relativ simple. La siguranțele ultrarapide, la care fuzibilele funcționează la temperaturi mai mari, așa cum s-a arătat, s-a elaborat un nou mediu de stingere. Acest mediu de stingere, bazat pe nisipul de cuarț și un liant întăritor, datorită unei tehnologii speciale, conduce la obținerea unui solid compact-rigid cu proprietăți deosebite.

4.3. Proprietățile mediului de stingere compact-rigid constau, în primul rînd, în împiedicarea pătrunderii oxigenului la fuzibil și deci împiedicarea oxidării acestuia. În al doilea rînd, mediul respectiv are proprietatea de stingere a arcului electric mai bună, prin lamelarea puternică a acestuia. În al treilea rînd, mediul compact-rigid transmite mai bine căldura. Aceste proprietăți se datoresc unei porozități mici a acestui mediu de stingere. După cum s-a arătat acesta are porozitatea de 17 %, față de 23 % la beton.

4.4. Din încercările speciale efectuate și, în special la anduranța electrică, rezultă că siguranțele ultrarapide cu fuzibile din Cu s-au comportat corespunzător. Astfel, de exemplu, anduranța electrică a siguranței de 500 A, 1 000 V cu fuzibil din Ag a fost de 220 cicluri, iar a siguranțelor cu fuzibile din Cu de 227; 144 și 484 cicluri. De asemenea, siguranța de 500 A, 660 V încercată la curent de durată (80 % din I_n), conform indicațiilor Ferraz și LK—NES, are peste 3 300 ore de funcționare.

4.5. Analizînd parametrii electrici ai seriilor de siguranțe ultrarapide de 660 V, (I_n = 16 ÷ ÷ 630 A), 1 000 V, 500 A și 1 250 V, 400 și 800 A se constată că parametrii siguranțelor cu fuzibile din cupru cu mediu de stingere compact-rigid sînt superiori celor cu fuzibile din Ag. Dintre acești parametri se menționează: I^2t mai mic; pierderi reduse; curent limitat tăiat mai mic; tensiuni de arc mai mici; gabarite și mase reduse cu circa 30 %.

4.6. Avînd în vedere cele de mai sus se poate preciza că siguranțele ultrarapide cu fuzibile din cupru și mediu de stingere compact-rigid au parametrii cel puțin la fel de buni cu cei ai siguranțelor ultrarapide din argint și mediu de stingere din nisip de cuarț granulat. În concluzie, în condițiile penuriei actuale de argint, se impune fabricarea și utilizarea siguranțelor cu fuzibile din cupru.

Bibliografie

[1] *Barbu, I.* Siguranțe electrice de joasă tensiune. Editura tehnică București — 1983.

[2] *Namitokov, K.* Plavkie predohraniteli serii PP. 31 s aluminievimi tokoveduscimi. Elektrotehnika, nr. 1, 1976, p. 21—23.

[3] * * * Hochleistung Sicherungseinsatze Grosse 1 bis 3 und 00, mit Anschlvanblaschen fur Halblurer-Stromrichtere — DIN 43653/1982.

[4] * * * Siguranțe ultrarapide industriale de curent alternativ pînă la 3 000 V. STR-MIEt—F—1272/1—88.

[5] * * * Prescriptions suplémentaires concernant les éléments de remplecement utilisés pour la protection des dispositifs a semi-conducteurs CEI—269—4/1986.

[6] *Norholm, O.* High speed fuses for the protection of high power semi-conductors. Third Conference on Power Electronics. Zagreb, 23—26 mai 1978,

[7] * * * Cartouches port-fusibles a trés haut pouvoir de coupure pour la protection des semi-conducteurs des puissance. Prospect Ferraz—UR—1250V—1981.

CZ 621.313.32:51

MAȘINĂ SINCRONĂ
MODEL MATEMATIC
SISTEM DE EXCITAȚIE

Modelul matematic simplificat al mașinii sincrone trifazate

NICOLAE GALAN,* DOINA EMANOIL**, MARIN MIHALACHE, AURELIAN CRĂCIUNESCU, ION BEȘTEA, ION DUMITRACHE, CĂLIN MUCICHESCU, SILVIU DUMITRIU* – BUCUREȘTI

Introducere

Utilizarea sistemelor de excitație statică la generatoarele sincrone conduce la o mărire apreciabilă a vitezei de răspuns a sistemului, ceea ce necesită un studiu mai aprofundat al modelului matematic al mașinii sincrone și o identificare corespunzătoare a proprietăților mașinii în momentele inițiale ale regimului tranzitoriu.

Din punctul de vedere al numărului de circuite electrice prezente în schema echivalentă se pot defini două modele de bază :

— *modelul mașinii sincrone convenționale* cu trei circuite în axa longitudinală (circuitul indusului d, circuitul de excitație e, circuitul de amortizare D) și două circuite în axa transversală (circuitul indusului q, circuitul de amortizare Q);

— *modelul mașinii sincrone neconvenționale* care are un număr mai mare de trei circuite în axa d și un număr mai mare de două circuite în axa q.

Modelul mașinii sincrone convenționale este suficient în cazurile de interes tehnic, cu condiția unei evaluări corecte a parametrilor electrici, din acest motiv în continuare se are în vedere modelul mașinii sincrone convenționale.

1. Ecuațiile mașinii sincrone convenționale în unități relative

În sistemul de coordonate (d, q, o) fix față de rotor, mașina sincronă este caracterizată de următorul sistem de ecuații electromecanice :

$$\frac{d\varphi_d}{d\tau} = -v_d + \nu\varphi_q - ri_d,$$

$$\varphi_d = x_\sigma i_d + x_{ad}(i_d + i_e + i_D),$$

$$\frac{d\varphi_q}{d\tau} = -v_q - \nu\varphi_d - ri_q;$$

$$\varphi_q = x_\sigma i_q + x_{ad}(i_q + i_Q),$$

$$\frac{d\varphi_e}{d\tau} = -v_e - r_e i_e;$$

$$\varphi_e = x_{ad} i_d + x_e i_e + x_{eD} i_D,$$

$$\frac{d\varphi_D}{d\tau} = -r_D i_D, \quad \varphi_D = x_{ad} i_d + x_{eD} i_e + x_D i_D,$$

$$\frac{d\varphi_Q}{d\tau} = -r_Q i_Q, \quad \varphi_Q = x_{aq} i_q + x_Q i_Q,$$

$$H_j^* \frac{d\nu}{d\tau} = m_M - m_G, \qquad m_G = \varphi_q i_d - \varphi_d i_q,$$

$$\nu = 1 - \frac{d\delta}{d\tau}. \tag{1}$$

Mărimile din sistemul de ecuații (1) sînt exprimate în unități relative, în mare parte notațiile sînt cunoscute : ν — reprezintă viteza relativă a rotorului ; $\tau = \omega_1 t$ — timpul sincron în unități relative ; m_M — cuplul, în unități relative, dezvoltat de motorul de antrenare, $H^* = \omega_1^2 J/pM_B$ — momentul de inerție al sistemului, în unități relative ; M_B — cuplul de bază la care se raportează toate cuplurile ; δ — unghiul electric dintre axa d (solidară cu rotorul) și axa sincronă de rotație.

Pe baza mărimilor definite în sistemul de referință sincron se stabilesc expresiile puterilor activă P și reactivă Q în regim permanent :

$$P = v_d i_d + v_q i_q,$$

$$Q = v_q i_d - v_d i_q. \tag{2}$$

2. Modelul matematic simplificat al generatorului sincron

Avîndu-se în vedere variațiile lente ale mărimilor electromecanice din sistemul de ecuații diferențiale se pot neglija derivatele în raport cu timpul ale fluxurilor magnetice care înlănțuie înfășurările statorice, adică, în aceste circuite se neglijează tensiunile electromotoare de transformare $\left(-\frac{d\varphi}{dt}\right)$ în raport cu tensiunile electromotoare de mișcare ($\nu\varphi$). De asemenea, se pot neglija t.e.m. de transformare și în circuitele

* Cadre didactice la Institutul Politehnic București
** Inginer la Institutul de Proiectări și Automatizări București.

de amortizare. Neglijînd și rezistența înfășurărilor statorice, sistemul (1) devine :

$$v_d = \varphi_q, \quad \varphi_q = x_q i_q,$$

$$-v_q = \varphi_d, \quad \varphi_d = x_d i_d + x_{ad} i_e, \quad \nu = 1,$$

$$-v_e = r_e i_e + \frac{d\varphi_e}{d\tau}, \quad \varphi_e = x_{ad} i_d + x_e i_e, \qquad (3)$$

$$H^* \frac{d^2\delta}{d\tau^2} = m_M - m_G, \; m_G = p_G = v_d i_d + v_q i_q.$$

În baza ipotezei făcute s-au considerat numai două inerții : una electrică (a înfășurării de excitație) și una mecanică (a rotorului) ; aceasta a condus la simplificări remarcabile deoarece sînt numai două ecuații diferențiale de rezolvat.

Din ecuațiile (3) rezultă :

$$\varphi_d = \frac{x_{ad}}{x_e}\varphi_e + i_d\left(x_\sigma + x_{ad} - \frac{x_{ad}^2}{x_{ad} + x_{\sigma e}}\right) =$$

$$= \frac{x_{ad}}{x_e}\varphi_e + i_d x'_d, \qquad (4)$$

unde : $x_e = x_{ad} + x_{\sigma e}$ și $x'_d = x_\sigma + \dfrac{1}{1/x_{ad} + 1/x_{\sigma e}}$,

sau, pentru tensiunea v_q se poate scrie :

$$v_q = -\frac{x_{ad}}{x_e}\varphi_e - x'_d i_d. \qquad (5)$$

Datorită constantei mari de timp a înfășurării de excitație fluxul magnetic φ_e se modifică relativ lent, astfel că se poate nota :

$$e'_q = -\frac{x_{ad}}{x_e}\varphi_e, \qquad (6)$$

astfel, se evidențiază o mărime inerțială importantă și anume t.e.m. e'_q în spatele reactanței tranzitorii x'_d (pentru regimurile tranzitorii electromecanice lente) ; în regim tranzitoriu, mărimea e'_q are același rol ca și mărimea e_D din regim permanent. Ecuațiile de tensiuni devin :

$$v_d = x_q i_q,$$

$$v_q = e'_q - x'_d i_d, \qquad (7)$$

relațiile (7) sînt similare celor din regim permanent.

Studiul funcționării stabile a generatorului sincron în cadrul sistemului energetic este abordat, de regulă, considerînd că generatorul sincron este cuplat la bare de tensiune (u_0) și frecvența (f) constante prin linii de transport

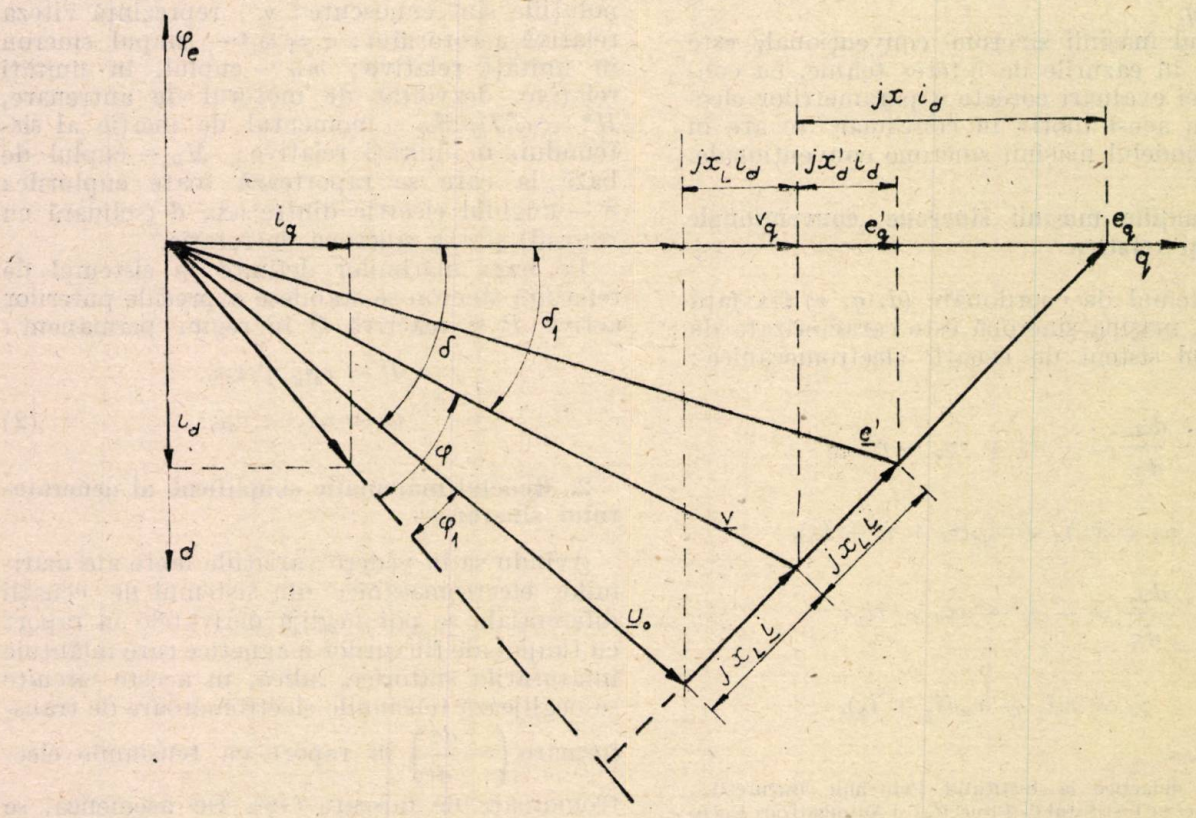


Fig. 1. Diagrama de fazori pentru determinarea valorilor inițiale ale mărimilor de stare.

caracterizate printr-o reactanță echivalentă x_L pentru fiecare fază. În raport cu tensiunea barelor u_0 ecuația de tensiune are forma :

$$u_0 = v - jx_L i = je'_q - j(x'_d + x_L) + \\ + (x_q + x_L)i_q, \qquad (8)$$

unde :

$$v = v_d + jv_q.$$

Pentru circuitul de excitație, ecuația de tensiune este :

$$-v_e = r_e i_e + \frac{d\varphi_e}{d\tau}; \quad \varphi_e = x_{ad} i_d + x_e i_e. \qquad (9)$$

Ecuațiile (8) și (9) caracterizează modelul matematic simplificat al mașinii sincrone. Ecuației (8) îi corespunde diagrama de fazori din figura 1.

3. Ecuația diferențială a t.e.m. e'_q

Din relațiile (6) și (9) rezultă :

$$-\frac{x_{ad}}{r_e} v_e = x_{ad} i_e - \tau'_{d0} \frac{de'_q}{d\tau}, \qquad (10)$$

unde $\tau'_{d0} = x_e/r_e = \omega_B T'_{d0}$ este constanta de timp a înfășurării de excitație, exprimată în unități relative (respectiv T'_{d0}, exprimat în secunde).

Avînd în vedere expresia fluxului magnetic φ_e, expresia (10) se poate pune sub forma :

$$\tau'_{d0} \frac{de'_q}{d\tau} + e'_q + (x_d - x'_d) i_d = e_p; \quad e_p = \frac{x_{ad}}{r_e} v_e, \qquad (11)$$

deoarece : $x_{ad}/x_e = x_d - x'_d$.

Din diagrama fazorială (fig. 1) rezultă :

$$i_d = \frac{e'_q - u_0 \cos\delta}{x'_d + X_L}. \qquad (12)$$

Pentru regimurile tranzitorii din circuitele electrice se consideră că unghiul δ variază în limite restrînse. Aplicînd transformata Laplace ecuației (11) se obține :

$$e'_q = \frac{k_3 e_p}{1 + pk_2 \tau'_{d0}} + \frac{k_3}{1 + pk_3 \tau'_{d0}} \cdot \frac{x_d - x'_d}{x'_d + x_L} u_0 \cos\delta, \qquad (13)$$

unde : $k_3 = (x'_d + x_L)/(x_d + x_L)$.

Valoarea inițială a t.e.m., e'_q se calculează cu relația :

$$e'_q = v_q + x'_d i_d, \qquad (14)$$

unde v_q și i_d corespund regimului staționar.

4. Mărimile caracteristice ale generatorului sincron funcționînd în regim staționar

Studiul regimului tranzitoriu care are loc la trecerea de la o stare staționară la altă stare staționară necesită calculul mărimilor din regimul staționar inițial ; acest calcul este indispensabil oricărei analize dinamice.

Considerînd cunoscute tensiunea u_0 de la bornele de putere infinită, perechea de valori (P_0, Q_0) și parametrii x_d, x_q, x_L, exprimați în unități relative, se deduc, pe baza diagramei fazoriale din regim staționar (fig. 2), următoarele relații de calcul :

— defazajul dintre tensiunea u_0 și curentul i :

$$\operatorname{tg}\varphi_1 = -\frac{u_0^2}{2x_L P_0} + \sqrt{\frac{u_0^4}{4x_L P_0^2} + \frac{u_0^2 Q_0}{x_L P_0^2} - 1}, \qquad (15)$$

— unghiul intern δ în raport cu tensiunea u_0 :

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{P_0(x_L + x_q)}{u_0^2 + P_0(x_L + x_q)\operatorname{tg}\varphi_1}, \qquad (16)$$

— tensiunea la bornele generatorului :

$$v = u_0 \frac{\cos\varphi_1}{\cos\varphi}; \quad \varphi = \operatorname{arc\,tg}\frac{Q_0}{P_0}, \qquad (17)$$

— curentul debitat de generator :

$$i = \frac{P_0}{v\cos\varphi} = \frac{P_0}{u_0 \cos\varphi_1}, \qquad (18)$$

— componenta longitudinală a curentului i :

$$i_d = i\sin(\delta + \varphi_1), \qquad (19)$$

— componenta transversală a curentului i :

$$i_q = \sqrt{i^2 - i_d^2}, \qquad (20)$$

— componenta longitudinală a tensiunii v :

$$v_d = x_q i_q, \qquad (21)$$

— componenta transversală a tensiunii v :

$$v_q = \sqrt{v^2 - v_d^2}, \qquad (22)$$

— t.e.m. indusă de cîmpul magnetic învîrtitor inductor :

$$e_p = v_q + x_d i_d. \tag{23}$$

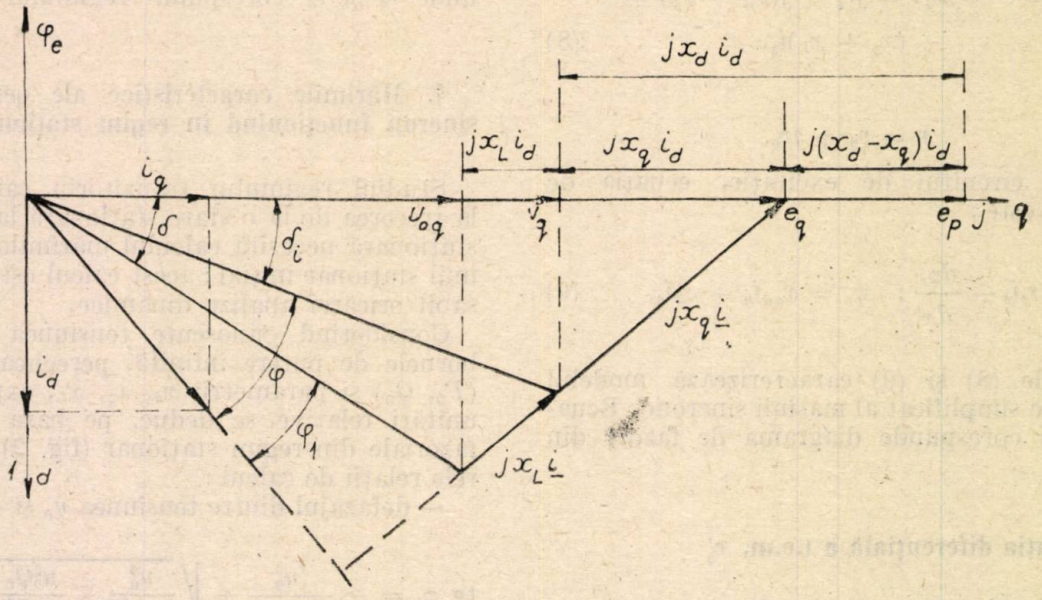


Fig. 2. Diagrama de fazori în regim permanent.

Dacă în momentul inițial generatorul sincron funcționează în punctul de putere activă P_0 și putere reactivă Q_0 (diagrama $P-Q$), atunci valorile inițiale ale mărimilor din regimul dinamic se calculează cu relațiile (15) — (23).

5. Caracteristica unghiulară a generatorului sincron în regim dinamic

În unități relative cuplul electromagnetic m_G este numeric egal cu puterea electromagnetică p :

$$p = v_d i_d + v_q i_q = m_G, \tag{24}$$

unde :

$$v_d = u_0 \sin\delta - x_L i_q = x_q i_q,$$
$$v_q = u_0 \cos\delta + x_L i_d = e'_q - x'_d i_d. \tag{25}$$

Din relațiile (24) și (25) rezultă :

$$m_G = \frac{e'_q u_0}{x'_d + x_L} \sin\delta - \frac{u_0^2}{2}\left(\frac{1}{x'_d + x_L} - \right.$$
$$\left. - \frac{1}{x_q + x_L}\right) \sin 2\delta = m'_m \sin\delta - m''_m \sin 2\delta, \tag{26}$$

expresie similară cu cea din regim permanent cu deosebirea că apar mărimile din regim tranzitoriu e'_q și v'_d.

De regulă, $x'_d < x_q$ și din această cauză influența cuplului de anizotropie (cuplul reactiv) are sensul contrar celui din regim permanent (fig. 3).

Astfel, în regim dinamic, la menținerea aproximativ constantă a valorii tensiunii e'_q, limita de stabilitate dinamică (LSD) corespunde unor unghiuri δ mai mari de 90°, cu atît mai mari cu cît diferența dintre x'_d și x_q este mai mare. Unghiul δ_m, pentru care cuplul este maxim, se determină cu relația :

$$\delta_m = \arccos \frac{1 - \sqrt{1+32\alpha^2}}{8\alpha}\ ; \quad \alpha = \frac{m''_m}{m'_m} \tag{27}$$

adică $\delta_m > 90°$, (de regulă $\delta_m < 110° \ldots 115°$)

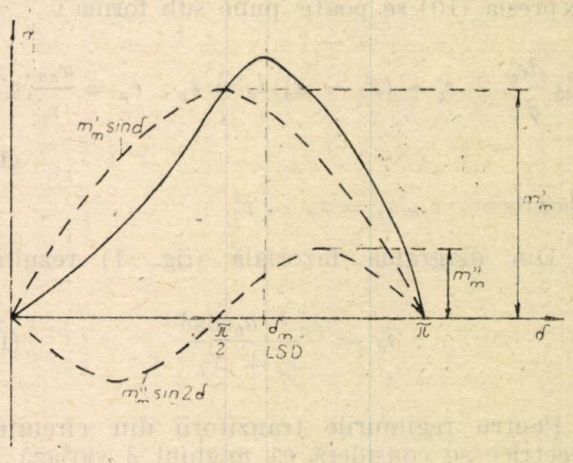


Fig. 3. Caracteristica unghiulară a mașinii sincrone în regim dinamic.

6. Modelul matematic simplificat, liniarizat al generatorului sincron

În ipoteza micilor variații, sistemul de ecuații (3) ce descrie modelul neliniar poate fi liniarizat. Variațiile tensiunii la bornele generatorului Δv și variațiile cîmpului electromagnetic

Δm_G la parametrii electrici daţi depind în esenţă de variaţiile a două mărimi: variaţia unghiulară $\Delta\delta$, şi variaţia t.e.m. $\Delta e'_q$. Se poate scrie:

$$\begin{cases} \Delta m_G = K_1\Delta\delta + K_2\Delta e'_q \\ \Delta v = K_5\Delta\delta + K_6\Delta e'_q. \end{cases} \tag{28}$$

Expresiile coeficienţilor K_1 şi K_2 din relaţiile (28) se determină pe baza relaţiei (26) şi se obţine:

$$K_1 = \left.\frac{\partial m_G}{\partial\delta}\right|_{e'_q=e'_{q0}} = \frac{u_0 e'_{q0}}{x'_q + x_L}\cos\delta_0 -$$

$$- u_0^2\left(\frac{1}{x'_d + x_L} - \frac{1}{x_q + x_L}\right)\cos 2\delta_0,$$

$$K_2 = \left.\frac{\partial m_G}{\partial e'_q}\right|_{\delta=\delta_0} = \frac{u_0}{x'_d + x_L}\sin\delta_0. \tag{29}$$

Pentru determinarea coeficienţilor K_5 şi K_6 se are în vedere variaţia tensiunii sincrone la bornele generatorului:

$$\Delta v = \frac{v_{d0}}{v_0}\Delta v_d + \frac{v_{q0}}{v_0}\Delta v_q, \tag{30}$$

unde:

$$v_d = u_0\frac{x_q}{x_q + x_L}\sin\delta,$$

$$v_q = e'_q - x'_d i_d = \frac{x_L e'_q + x'_d u_0\cos\delta}{x'_d + x_L}. \tag{31}$$

După efectuarea calculelor, se obţine:

$$K_5 = \frac{x_q u_0}{x_q + x_L}\cdot\frac{v_{d0}}{v_0}\cos\delta_0 - \frac{x'_d u_0}{x'_d + x_L}\cdot\frac{v_{q0}}{v_0}\sin\delta_0,$$

$$K_6 = \frac{x_L}{x'_d + x_L}\frac{v_{q0}}{v_0}. \tag{32}$$

Pe baza relaţiei (13) se obţine expresia variaţiei $\Delta e'_q$:

$$\Delta e'_q = \frac{K_3}{1 + pK_3\tau'_{d0}}\Delta e_p + \frac{K_3K_4}{1 + pK_3\tau'_{d0}}\Delta\delta, \tag{33}$$

unde:

$$K_4 = \frac{(x'_d - x_d)u_0}{x'_d + x_L}\cdot\sin\delta_0 \tag{34}$$

Ecuaţia (33) permite reprezentarea sub formă de schemă-bloc, aşa cum se arată în figura 4.

În paragrafele precedente s-au analizat ecuaţiile circuitelor electrice. În continuare urmează să se analizeze ecuaţia mişcării rotorului pen-

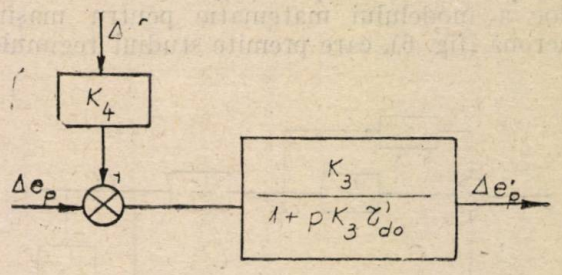


Fig. 4. Schema-bloc corespunzătoare ecuaţiei t.e.m. e'_q.

tru mici variaţii ale unghiului δ. Această ecuaţie are forma:

$$H^*\frac{d^2\Delta\delta}{d\tau^2} = \Delta m_M - \Delta m_G - m_{as}, \tag{35}$$

în care Δm_G are expresia (28), iar m_{as} reprezintă cuplul asincron de amortizare, datorat înfăşurărilor de amortizare ale maşinii şi a cărui valoare se determină cu relaţia liniarizată:

$$m_{as} = D\frac{d\Delta\delta}{d\tau},$$

coeficientul D fiind calculat corespunzător regimului staţionar iniţial.

Conform celor de mai sus, ecuaţia (35) devine

$$H^*\frac{d^2\Delta\delta}{d\tau^2} + D\frac{d\Delta\delta}{d\tau} + k_1\Delta\delta + k_2\Delta e'_q = \Delta m_M, \tag{36}$$

sau, sub formă operaţională:

$$H^*p^2\Delta\delta + pD\Delta\delta + k_1\Delta\delta + k_2\Delta e'_q = \Delta m_M. \tag{37}$$

Acestei ecuaţii îi corespunde schema-bloc din figura 5.

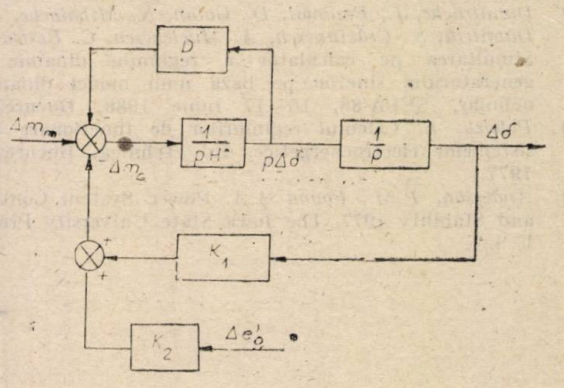


Fig. 5. Schema-bloc corespunzătoare ecuaţiei mişcării.

7. Schema-bloc a modelului matematic

Cumulînd schemele-bloc din figura 4 și figura 5, împreună cu relațiile (28), rezultă schema-bloc a modelului matematic pentru mașina sincronă (fig. 6), care premite studiul regimului

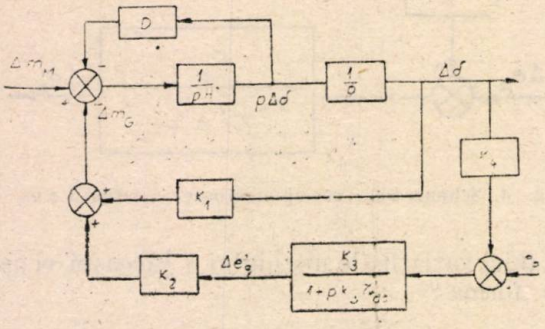


Fig. 6 Schema-bloc corespunzătoare modelului matematic simplificat al mașinii sincrone.

tranzitoriu electromecanic, în ipoteza micilor oscilații.

8. Concluzii

În lucrare se analizează modelul matematic simplificat al mașinii sincrone trifazate, evidențiindu-se ipotezele adoptate cu interpretările corespunzătoare. În acest model, s-au considerat două tipuri de inerții: una electrică a înfășurării de excitație și una mecanică (a rotorului), ceea ce permite interpretări fizice corespunzătoare pentru elementele modelului, precum și ale rezultatelor obținute.

S-au evidențiat două variabile e'_q și δ, care caracterizează evoluția în timp a mărimilor de stare aferente modelului liniarizat.

Acest model este utilizat în scopul proiectării și optimizării sistemului de reglare a excitației mașinii sincrone cu condiția ca parametrii modelului matematic să fie evaluați cu suficientă exactitate.

Bibliografie

[1] *Bălă, C.* Mașini electrice, EDP, București, 1982.

[2] *Dumitrache, I., Emanoil, D., Galan, N. Mihalache, M. Dumitriu, Ş. Crăciunescu, A. Mucichescu, C. Beştea I.* Simultarea pe calculator a regimului dinamic al generatorului sincron pe baza unui model dinamic neliniar, SEPA'88, 16—17 iunie 1988, București.

[3] *Pololea, E.* Calculul regimurilor de funcționare ale sistemelor electroenergetice, Ed. Tehnică, București, 1977.

[4] *Anderson, P.M., Fouad A.A.* Power System Control and Stability 1977, The Iowa State University Press, U.S.A.

[5] *Emanoil, Doina.* Comparative analysis of the excitation system for synchronous generators. SIMECS'83, I.P.B. 18—19 Nov. 1983.

[6] *Mihalache, M.* Contribuții asupra parametrilor mașinilor electrice de curent alternativ. I.P.B. 1980 — teză de doctorat.

[7] *Guzun, B.* Influența sistemului de reglare a excitației asupra funcționării generatorului sincron în regim dinamic, IPB, 1977 — teză de doctorat.

[8] *Mucichescu, C.* Creșterea stabilității grupurilor electrogene prin punerea în valoare a rezervelor potențiale ale dispozitivelor de reglare automată, IPB, 1984, teză de doctorat.

[9] *Dumitriu, S.* Contribuții la optimizarea conducerii proceselor rapide, Teză de doctorat, IPB, 1987.

[10] *Galan, N., Mihalache M.* Identificarea experimentală a schemei electrice echivalente pentru mașina sincronă convențională, E.E.A., Electrotehnica 32, nr. 2, 1984, p. 54.

[11] *Pender, F., Bertschi, R.* Shulpfstabilisiereinrichtungen Transferfunktionen und Efrahrungen Brown Boveri Mitt 1978, nr. 11, p. 724.

[12] *Pender, F., Bertschi, R.* Das vollüberwachte Zwei-Kanal -e Erregungssystem für Grossturbogeneratoren, Brown Boveri Mitt. 1979, nr. 9, p. 602.

[13] *Pender, F., Herzag, H.J, Bertischi, R.* Static systems for positive and negative excitation current, Brown Boveri Rev. 1978, nr. 9, p. 598.

[14] *Reichert, K., Leon, N.* Methodes de calcul et modéles pour l'étude de la stabilité des grosses machines synchrones. Rev. Brown Boveri, 1974, nr. 11, p. 480.

[15] *Pender, F., Bertschi, R.* Die Schlupfstabilisierung, Brown Boveri Mitt, 1974, nr. 9/10, p. 448.

[16] *Eggeling, H.* Limitation du courant d'excitation des machines synchrones, Rev Brown Boveri, 1976, nr. 11, p. 682.

[17] *Herzog, H., Deack, J.* Protection d'installations statiques d'excitation et d'entroulements rotoriques des machines synchrones contre les surtensions. Rev Brown Boveri 1982, nr. 6, p. 207.

[18] *Haller, S.* Erregungsbegrenzungen bei Synchrongeneratoren BBC Aktiengesellshaft Brown Boveri & Cie, Baden/Schwiez.

[19] *Scheibengraf, H., Herzog, H.* Interaction of the various limit controllers of a static excitation system with reference tot the equipment for the Itaipu power plant. Brown Boveri Rev. 1982, p. 69, nr. 3.

[20] *** — Regulation des alternateurs de grande puissance excités par alternateurs inversés et redresseurs tournants Jeumont-Schneider, nr. 12.

[21] *Perr, F., Lubasch, R.* Unitral static excitation equipment for the generators of the world's largest hydro power plant Itaipu, Brown Boveri Rev. 1982, nr. 3, p. 65.

[22] *Venikov, V.* Transient processes in electrical power systems, Mir. Publischers Moscow, 1977.

[23] *Trescev, I.I.* Elektromehaniceskie protesi v mașinah peremenogo toka, Energhia, 1980, Leningrad.

[24] *Peneder, F., Bertschi, R.* Optimierung der Einstellung von Schlupfstabilisiereinrichtungen mittels Digitalrechner und spezieller Rechnerverfahren, Brown Boveri Mitt., 1978, nr. 9.

[25] *Glavitsch, H.* Sur le choix de paramètres de régulation de systemes d'excitation pour turboalternateurs de grande puissance, Rev. Brown Boveri, 1974, nr. 5, p. 207.

[26] *Wirth, E., Bertschi, R., Castelli, G.* Determining and optimizing the static stability of synchonous generator in electrical power systems, Brown Boveri, Rev 1/2— —1983.

CZ 621.316 :621.396.2

INSTALAȚII CU MICROUNDE
APLICAȚII INDUSTRIALE

Considerații privind echipamentul de alimentare și comandă specific instalațiilor cu microunde pentru aplicații industriale

DUMITRU MIRON* — BUCUREȘTI

Introducere

Rezultatele cercetărilor efectuate de specialiștii ICPE în colaborare cu specialiștii din alte institute și din întreprinderi de profil din țară privind introducerea tehnologiilor pe bază de microunde în diferite procese tehnologice pentru tratamente de uscare au dus la concluzia că, în această etapă, sînt elaborate soluții tehnice pentru instalații cu microunde destinate uscării vopselei pe miezuri și forme în turnătorii în linii de formare mecanizate sau nemecanizate, tratamentelor de finisare a materialelor textile și uscării pastelor făinoase.

Funcționarea în condiții de deplină siguranță, cu asigurarea parametrilor optimi ai procesului de tratament, presupune existența unui echipament de alimentare și comandă adecvat, specific acestor instalații.

Complexitatea acestui echipament depinde de tipul și destinația instalației pe care o deservește.

În general, echipamentul conține partea aferentă generatoarelor de microunde și partea aferentă celorlalte utilități ale instalației cu microunde.

1. Echipamentul aferent generatoarelor de microunde

Magnetroanele utilizate în instalațiile industriale sînt piese scumpe și pretențioase din punct de vedere al exploatării.

Echipamentul aferent unui magnetron depinde de puterea acestuia, de caracteristicile funcționale și constructive și de recomandările întreprinderii producătoare.

Echipamentul trebuie să asigure alimentarea cu energie electrică a magnetronului, controlul și reglarea puterii emise, precum și protecția împotriva factorilor care pot conduce la defectarea acestuia.

1.1. Sursa de alimentare a magnetronului

Sursa de alimentare trebuie să asigure alimentarea circuitului anodic, a circuitului de filament și a electromagnetului la tensiunile și cu intensitățile de curent indicate de producător.

Pentru aceasta sursa conține transformatorul de tensiune anodică cu puntea redresoare, transformatorul de filament și sursa de tensiune continuă variabilă pentru alimentarea electromagnetului.

În figura 1 este reprezentată schema de alimentare a unui magnetron, iar în figura 2, schema de principiu a sursei de alimentare.

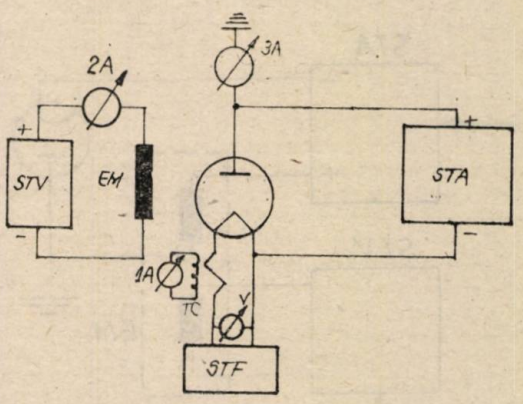


Fig. 1. Schema de alimentare a unui magnetron : *1A* — ampermetru electromagnetic ; *2A*, 3A — ampermetre magnetoelectrice ; *STF* — sursă tensiune filament ; *STV* — sursă de tensiune continuă variabilă ; *STA* — sursă de tensiune anodică ; *EM* — electromagnet.

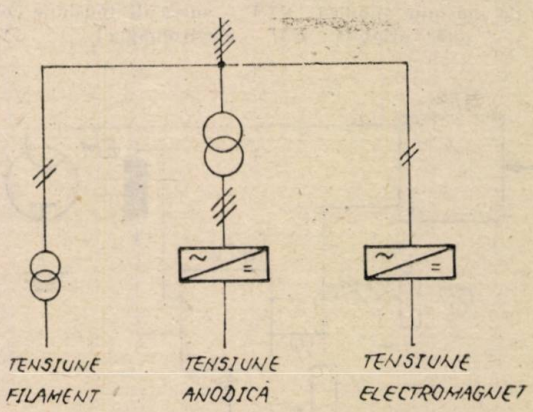


Fig. 2. Schema de principiu a sursei de alimentare a magnetronului.

1.2. Echipamentul de control și reglare

Controlul și reglarea puterii emise de magnetron are o importanță deosebită în cadrul procesului tehnologic.

* Dr. ing. *Miron Dumitru* este șef de laborator la Institutul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Electrotehnică — ICPE — București.

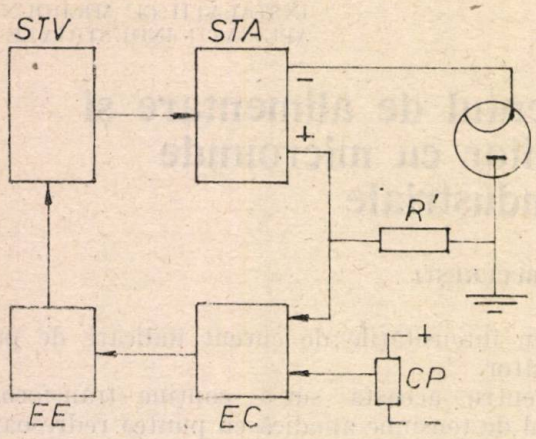


Fig. 3. Schema de principiu pentru reglajul puterii magnetronului prin modificarea tensiunii în primarul transformatorului de tensiune anodică : STV — sursă de tensiune variabilă (autotransformator sau convertizor) ; STA — sursă de tensiune anodică ; CP — control de putere ; EC — element de comparaţie ; EE — element de execuţie (motor electric, generator de impulsuri etc.).

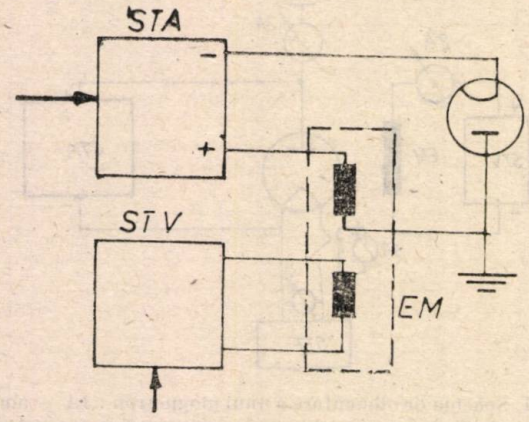


Fig. 4. Schema de principiu pentru reglajul puterii magnetronului prin modificarea cîmpului magnetic al electromagnetului cu înfăşurarea înseriată în circuitul anodic : STA — sursă de tensiune anodică ; STV — sursă de tensiune continuă variabilă ; EM — electromagnet.

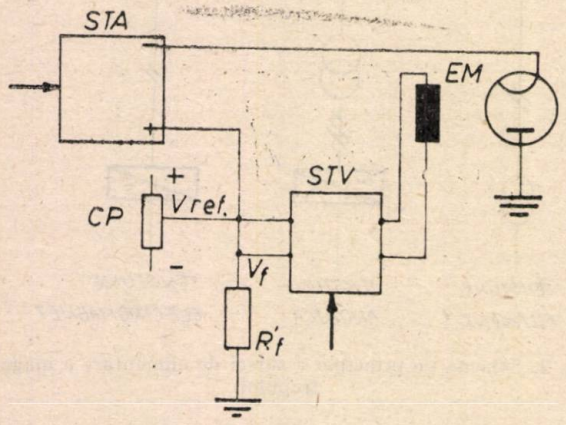


Fig. 5. Controlul curentului anodic al magnetronului cu ajutorul curentului din electromagnet : STA — sursă de tensiune anodică ; STV — sursă de tensiune continuă variabilă ; CP — controlul puterii ; EM — electromagnet ; V_f — tensiune de feedback ; V_{ref} — tensiune de referinţă.

Schemele de control şi reglare sînt prezentate în figurile 3, 4, 5.

La schema din figura 3 se acţionează asupra tensiunii primare a transformatorului de tensiune anodică fie utilizînd o comandă cu motor şi autotransformator, fie utilizînd o comandă cu convertizoare statice cu tiristoare.

Trebuie avut în vedere ca la comanda cu convertizoare cu tiristoare să se evite schemele care, în funcţionare, produc supratensiuni în secundarul transformatorului de tensiune anodică ce pot fi periculoase pentru magnetron.

La schemele din figurile 4,5 se acţionează asupra cîmpului magnetic.

În cazul schemei din figura 4 electromagnetul are două înfăşurări. Una din înfăşurări este alimentată de la o sursă independentă cu tensiune variabilă.

Această schemă prezintă avantajul că la valori ale curentului anodic apropiate de valoarea nominală se asigură cîmpul magnetic necesar cu un consum mai mic de energie, iar pe de altă parte, variaţiile tensiunii anodice sînt traduse în variaţii ale cîmpului magnetic, menţinîndu-se valoarea prestabilită a curentului anodic.

Dezavantajul principal al acestei scheme constă în aceea că sursa auxiliară şi cea de a doua înfăşurare a electromagnetului trebuie să fie supradimensionate pentru ca la curent anodic zero să asigure cîmpul magnetic corespunzător.

Un alt dezavantaj este acela că în această înfăşurare se pot induce tensiuni înalte la conectarea sau deconectarea circuitului anodic.

Sistemul de reglare şi control al curentului anodic prin reglarea cîmpului este mai avantajos comparativ cu cel care utilizează modificarea tensiunii anodice, datorită simplităţii şi economicităţii.

Puterea consumată în electromagnet reprezintă mai puţin de 3% din puterea utilă a magnetronului.

Sistemul de control al curentului anodic conţine elementul de prescriere, elementul de comparaţie, elementul de amplificare, elementul de comandă şi elementul de execuţie.

1.3. Echipamentul de protecţie

În general, magnetronul trebuie să fie prevăzut cu următoarele protecţii :

a. Protecţia la funcţionare fără a fi asigurate condiţiile de răcire impuse (debitul şi presiunea agentului de răcire).

b. Protecţia termică care trebuie să întrerupă funcţionarea magnetronului cînd temperatura acestuia depăşeşte valoarea prescrisă.

c. Protecţia la depăşirea valorii nominale a curentului anodic.

Creşterea valorii curentului anodic poate fi cauzată de modificarea impendanţei sarcinii în timpul tratamentului, reducerea vidului

în magnetron, defectarea sistemului de control și reglare a curentului anodic, întreruperea circuitului electromagnetului, sau scăderea curentului în înfășurarea acestuia, scurtcircuite pe partea de înaltă tensiune.

d. Protecția împotriva energiei reflectate, care reprezintă un sistem de detectare a prezenței puterii reflectate ce acționează fie pentru micșorarea puterii emise, astfel ca puterea reflectată să nu depășească o limită prestabilită, fie pentru deconectarea alimentării magnetronului.

e. Protecția împotriva funcționării fără sarcină în cavitatea rezonantă, care constă dintr-un sistem de detectare a prezenței sarcinii în cavitatea rezonantă și acționează pentru deconectarea alimentării magnetronului.

În figura 6 este prezentată schema de principiu a sistemului de protecție a magnetronului.

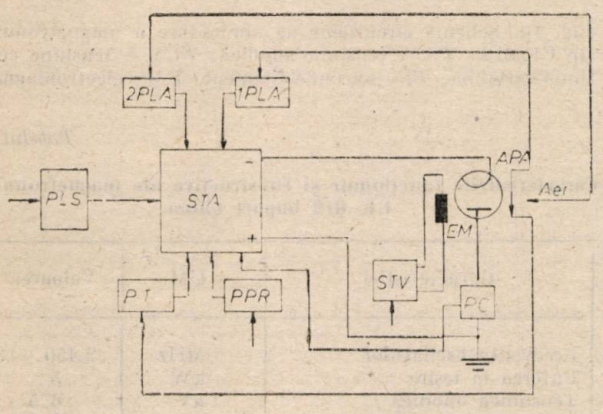


Fig. 6. Schema de principiu a sistemului de protecție a magnetronului: *STA* — sursă de tensiune anodică; *STV* — sursă de tensiune continuă variabilă; *PLS* — protecția la lipsa de sarcină; *PT* — protecție termică; *PC* — protecție la curent; *PPR* — protecție la putere reflectată; *1PLA* — protecție la lipsa apei de răcire; *2PLA* — protecție la lipsa aerului de răcire.

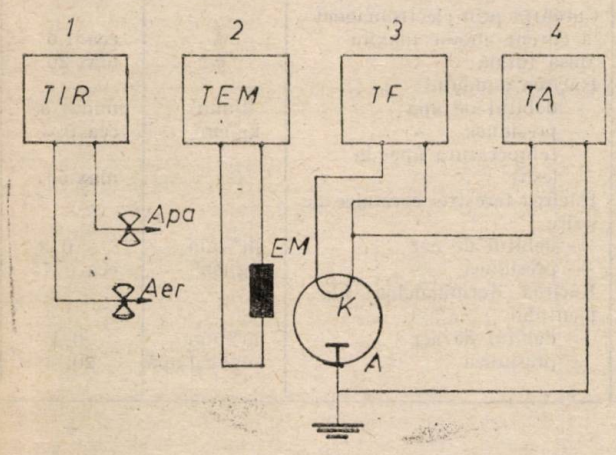


Fig. 7. Succesiunea normală a comenzilor la punerea în funcțiune a magnetronului: *TIR* — tensiune de alimentare a instalației de răcire; *TEM* — tensiune de alimentare a electromagnetului; *TF* — tensiune-filament; *TA* — tensiune anodică; *K* — catod; *A* — anod.

1.4. Schema de alimentare și comandă a magnetronului

Schema electrică de alimentare și comandă a magnetronului trebuie să asigure succesiunea normală a comenzilor, evitarea manevrelor greșite și obținerea parametrilor optimi de funcționare.

În mod normal la un magnetron destinat echipării instalațiilor industriale succesiunea normală a comenzilor este cea indicată în figura 7.

În figura 8 este prezentat schematic sistemul care asigură evitarea manevrelor greșite ale personalului de deservire.

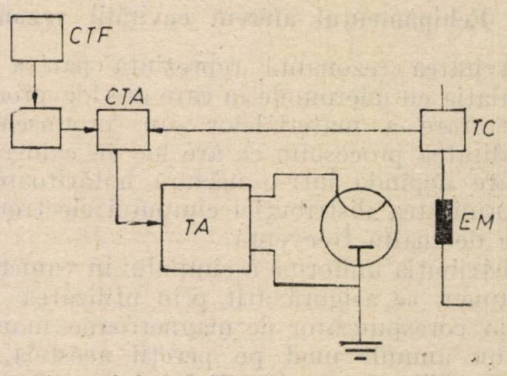


Fig. 8. Sistemul de interblocaje pentru evitarea manevrelor greșite: *CTF* — conectare tensiune filament; *CTA* — conectare tensiune anodică; *h* — temporizator; *TC* — traductor de curent; *EM* — electromagnet; *TA* — tensiune anodică.

Acest sistem nu permite conectarea tensiunii anodice decît dacă filamentul a funcționat in timp suficient de lung pentru a se încălzi la temperatura normală de funcționare și curentul prin electromagnet are valoarea minimă necesară asigurării cîmpului magnetic corespunzător.

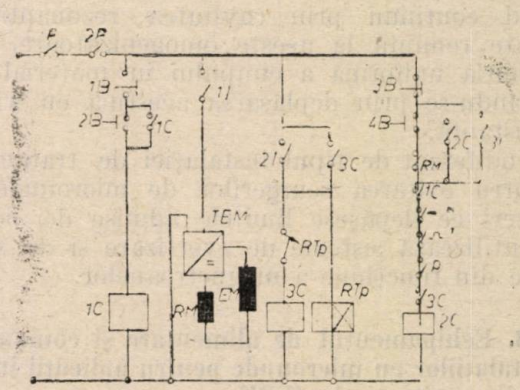


Fig. 9. Schema de comandă și de programare a funcționării magnetronului: *1C* — contactor pentru tensiunea de filament; *2C* — contactor pentru tensiunea anodică; *3C* — contactor programare durată de funcționare; *B* — buton de acționare; *1I* — întrerupător; *TEM* — tensiune electromagnet; *EM* — electromagnet; *RM* — releu maximal de curent; RT_p — releu de timp; *h* — contact al temporizatorului; *T* — contact al protectorului termic; *P* — contact al sistemului de protecție la lipsa sarcinii în cavitate; *1P* — contactul presostatului din circuitul de răcire cu aer; *2P* — contactul presostatului din circuitul de răcire cu apă; *2I* — contact de start.

Desfășurarea procesului tehnologic presupune atît controlul puterii emise de magnetron, cît și programarea duratei de funcționare a acestuia la puterea prescrisă.

În cazul proceselor de uscare în flux în linii automatizate cînd durata uscării unui produs este de ordinul minutelor, iar introducerea și scoaterea produselor în camera de tratament necesită întreruperea generării energiei microundelor sistemul de programare acționează direct asupra tensiunii anodice a magnetronului, filamentul rămînînd sub tensiune.

Schema completă de comandă și de programare este prezentată în figura 9.

2. Echipamentul aferent cavității rezonante

Cavitatea rezonantă reprezintă partea din instalația cu microunde în care are loc procesul de tratare a materialelor sau produselor.

Calitatea procesului ce are loc în camera de tratare depinde într-o măsură hotărîtoare de uniformitatea distribuției cîmpului electromagnetic de înaltă frecvență.

Distribuția uniformă a cîmpului în camera de tratament se asigură atît prin utilizarea unui număr corespunzător de magnetroane montate într-un anumit mod pe pereții acesteia, cît și prin utilizarea așa-numitelor omogenizatoare de cîmp care sînt, de fapt, niște palete metalice cu o anumită înclinație, acționate de motoare electrice care le asigură o turație de 90—120 rot/min.

Acest sistem de omogenizare a cîmpului este indispensabil cavităților rezonante ale instalațiilor la care tratamentul cu microunde se face în condițiile staționării produselor în cavitate.

La instalațiile la care produsul circulă în mod continuu prin cavitatea rezonantă se poate renunța la aceste omogenizatoare, distribuția uniformă a cîmpului în material asigurîndu-se prin deplasarea acestuia cu viteză constantă.

Indiferent de tipul instalației de tratament, pentru evitarea scurgerilor de microunde cu puteri ce depășesc limitele admise de norme se utilizează sisteme de avertizare și de scoatere din funcțiune a magnetroanelor.

3. Echipamentul de alimentare și comandă a instalațiilor cu microunde pentru aplicații industriale, realizate de ICPE

Instalațiile realizate de ICPE sînt echipate cu magnetroane tip CK 612 import China.

Principalele caracteristici ale magnetronului tip CK 612 sînt prezentate în tabelul 1, iar schema circuitelor de alimentare este prezentată în figura 10.

Sursa de alimentare a magnetronului asigură tensiunea anodică și tensiunea de filament precizate de producătorul de magnetroane.

Schema electrică a sursei este prezentată în figura 11, iar vederea de ansamblu în figura 12.

Principalele caracteristici ale elementelor componente ale sursei sînt prezentate în tabelul 2.

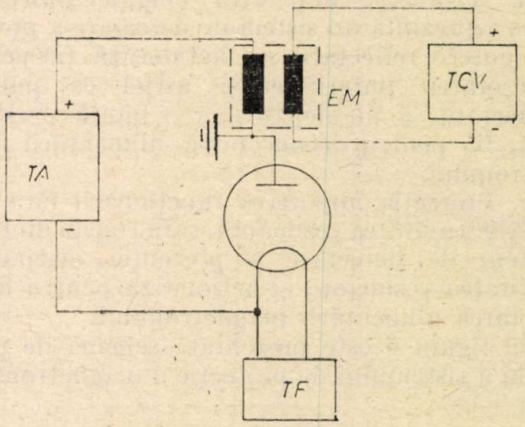


Fig. 10. Schema circuitelor de alimentare a magnetronului tip CK 612: *TA* — tensiune anodică; *TCV* — tensiune continuă variabilă; *TF*—tensiune-filament; *EM*—electromagnet.

Tabelul 1

Caracteristicile funcționale și constructive ale magnetronului CK 612 import China

Caracteristici	UM	Valoarea
Frecvența oscilațiilor	MHz	2 450 ± 30
Puterea la ieșire	kW	5
Tensiunea anodică	kV	6,5
Curentul anodic maxim	A	1,4
Tensiunea de filament	V	7,5
Curentul de filament la curent anodic zero	A	42
Curentul de filament la curent anodic nominal	A	36
Curentul prin electromagnet la curent anodic zero	A	min.4
Curentul prin electromagnet la curent anodic maxim	A	cca 1,6
Masa totală	kg	max.20
Răcirea anodului		
— debitul de apă	l/min	min.3,5
— presiunea	kg/cm²	cca 0,3
— temperatura apei la ieșire	°C	max.50
Răcirea ferestrei ceramice de ieșire		
— debitul de aer	m³/min	0,3
— presiunea	kg/cm²	cca 0,75
Răcirea terminalelor filamentului		
— debitul de aer	m³/min	0,1
— presiunea	mm col.apă	20

ICPE a tipizat echipamentul de alimentare și comandă pentru două tipuri de instalații cu microunde echipate cu două magnetroane, respectiv instalații la care tratamentul se face prin staționarea produselor în cavitatea rezo-

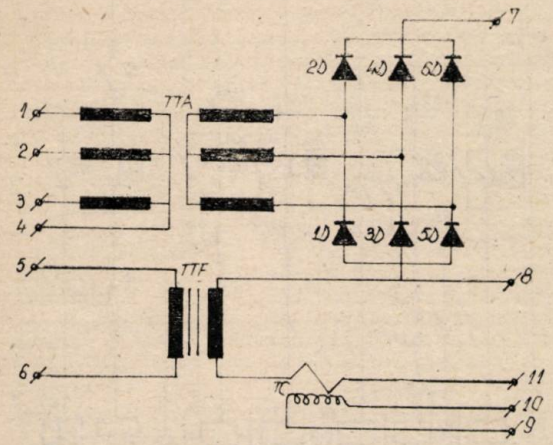


Fig 11. Schema sursei de alimentare a magnetronului: *TTA* — transformator pentru tensiune anodică; *TTF* — transformator pentru tensiune filament; *TC* — transformator de curent 10 KV, 50/5 A; *1D — 6D* — diode redresoare ROR 15 — 2; 1—11 — borne de conexiuni.

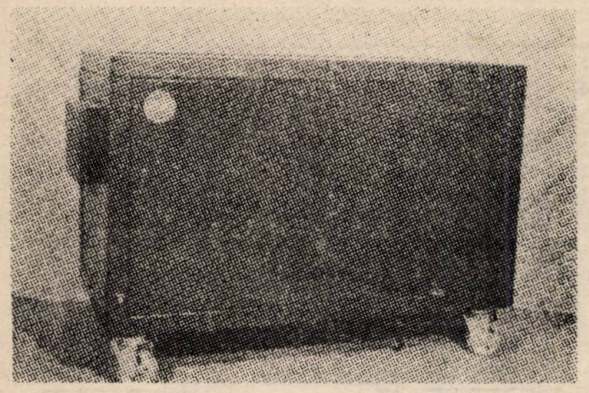


Fig. 12. Vedere generală a sursei de alimentare a magnetronului (SAM).

Tabelul 2

Caracteristicile principale ale sursei de alimentare

Caracteristici	UM	Valoarea
Puterea transformatorului de tensiune anodică	kVA	10
Tensiunea în primar	V	3×380
Tensiunea în secundar	V	3×4 900
Tensiunea pe partea de curent continuu	kV	6,5
Curentul nominal pe partea de curent continuu	A	2
Puterea transformatorului de filament	kVA	315
Tensiunea în primar	V	220
Tensiunea în secundar	V	7,5
Curentul în secundar	A	42

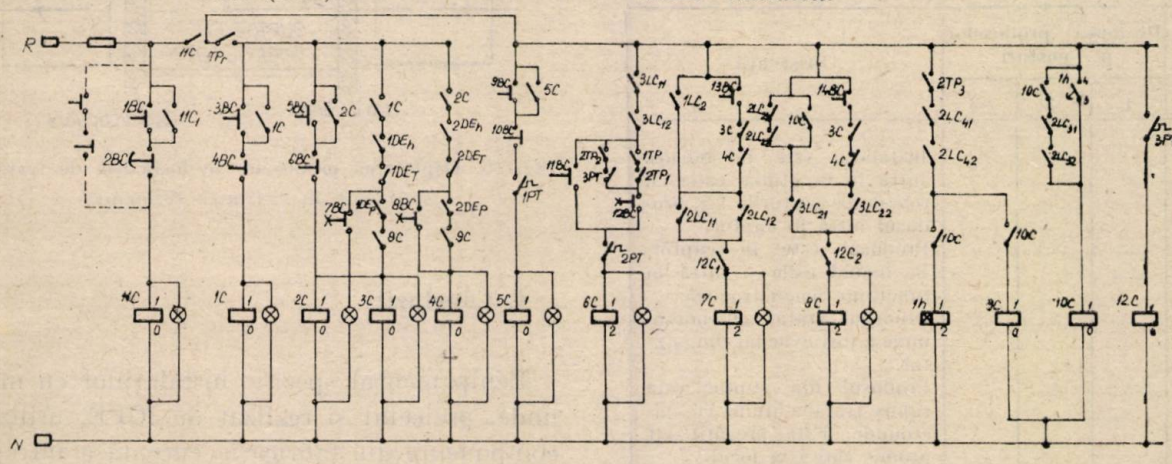
nantă și instalații la care tratamentul se face în flux continuu.

Schemele de comandă aferente acestor instalații sînt prezentate în figurile 13, 14.

Schema din figura 13 asigură desfășurarea procesului de tratament prezentat schematic în figura 15.

Se întîlnesc situațiile prezentate în tabelul 3.

Toate aceste situații sînt sesizate de traductoarele de poziție TP (1, 2, 3) și în funcție de situație, se transmit comenzile corespunzătoare pentru acționarea ușilor, acționarea căilor cu role și alimentarea magnetroanelor cu tensiune anodică.



Alimentare tablou comandă	Alimentare filament magnetron 1	Alimentare filament magnetron 2	Tensiune anodică magnetron 1	Tensiune anodică magnetron 2	Ventilație cuptor	Acționare cale cu role: Manual	Acționare cale cu role: Automat	Coborîre uși: Automat	Coborîre uși: Manual	Ridicare uși: Automat	Ridicare uși: Manual	Programare regim de funcționare: Durată funcționare magnetron	Programare regim de funcționare: Comandă tensiune anodică magnetron	Programare regim de funcționare: Comandă program regim de funcționare

Fig. 13. Schema de comandă aferentă instalației cu microunde la care tratamentul se face prin staționare în cavitatea rezonantă

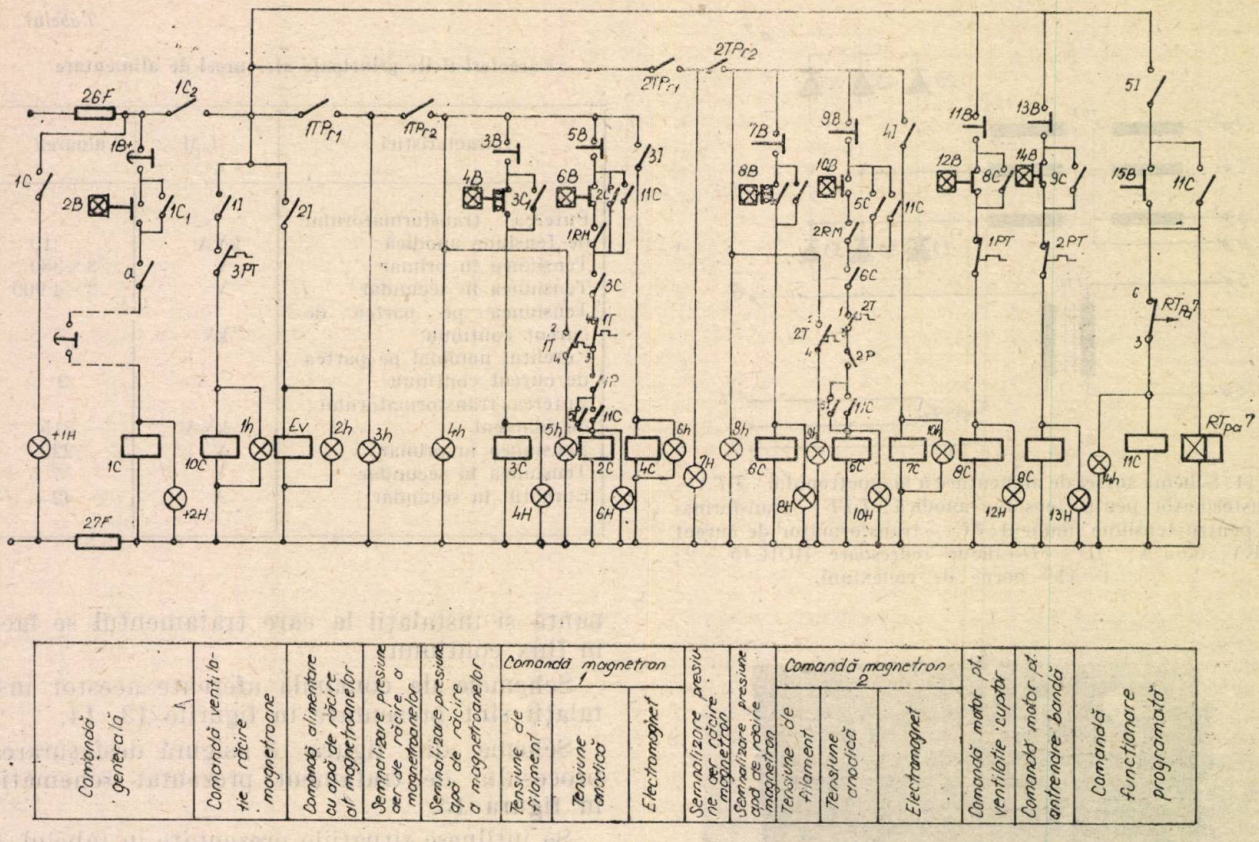


Fig. 14. Schema de comandă aferentă instalației cu microunde cu funcționare în flux continuu.

Tabelul 3

Situațiile ce pot să apară în procesul tehnologic de tratare cu microunde prezentat în figura 15

Situația	Prezența produselor pe posturi			Observații
	1	2	3	
1				Instalația este în repaos.
2	×			Intră în funcțiune căile cu role de pe posturile 1,2, produsul intră în cuptor.
3		×		Produsul este în cuptor. Se închid ușile și intră în funcțiune magnetroanele.
4			×	Produsul tratat cu microunde a fost evacuat din cuptor.
5	×	×		Produsul din cuptor este supus tratamentului cu microunde. Este pregătit alt produs care-i ia locul.
6		×	×	Produsul din cuptor a fost tratat cu microunde dar nu poate fi evacuat pînă ce produsul de pe postul 3 este preluat. Ușile sînt deschise.
7	×	×	×	Produsul din cuptor este supus tratamentului cu microunde. La încheierea procesului de tratament intră în funcțiune căile cu role de pe posturile 1, 2, 3.

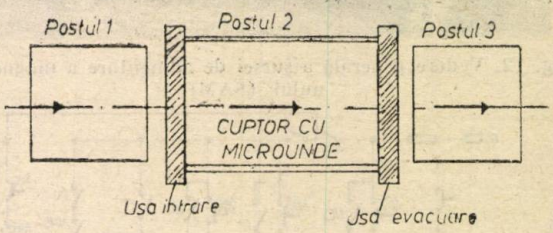


Fig. 15. Deplasarea produselor în instalația de tratare cu staționare în cavitatea rezonantă.

4. Concluzii

Echipamentul specific instalațiilor cu microunde, proiectat și realizat de ICPE, utilizează componente din fabricația curentă a întreprinderilor din țară.

El asigură funcționarea în bune condiții a instalațiilor echipate cu magnetroane tip CK 612 import China sau cu alte tipuri de magnetroane similare.

Echipamentul este omologat și poate fi folosit la viitoarele instalații cu microunde pentru aplicații industriale.

CZ 621.316.933 : 621.382.112
621.319.53 : 621.317.333.83

REZISTENȚE NELINIARE
GENERATOR DE IMPULS
ANALIZOR DE UNDĂ

Caracterizarea electrică a rezistențelor neliniare cu ZnO

MIHAI BĂDIC* — București

1. Caracteristici fizice ale rezistențelor neliniare cu ZnO

Rezistențele neliniare pe bază de ZnO, utilizate în varistoarele și descărcătoarele moderne, sînt dispozitive ceramice semiconductoare de tip *n* cu o caracteristică tensiune-curent de înaltă neliniaritate, asemănătoare cu aceea a două diode Zener înseriate, în opoziție, dar cu o capacitate de absorbție a energiei mult mai mare.

Comparativ cu dispozitivele convenționale cu SiC, pe care le succed, prezintă de asemenea o capacitate de absorbție a energiei mai mare și o neliniaritate mult mai pronunțată (într-un domeniu de curent de 5—6 decade tensiunea crește de 2—3 ori), ceea ce înseamnă implicit nivele de protecție mai scăzute, urmarea directă fiind eliminarea eclatoarelor la descărcătoare. De asemenea rezistențele neliniare cu ZnO prezintă un timp de răspuns redus, sub 50 ns [1], sau chiar sub 500 ps [2], ceea ce a făcut ca în ultimul timp să-și găsească aplicații deosebite ca supresoare ale regimurilor tranzitorii E.M.P. și N.E.M.P. Din acest punct de vedere, diodele Zener prezintă o capacitate mare, deci pierderi de inserție inacceptabile la frecvențe mari, în timp ce eclatoarele care au o capacitate mică (~1 pF) prezintă în schimb timpi mari de răspuns la regimurile tranzitorii.

Mecanismul conducției electrice la străpungere este acceptat astăzi ca fiind procesul electronic tunel care reprezintă o tranziție a electronilor din banda de valență în banda de conducție, fenomen favorizat de îngustarea benzii interzise.

Astfel, într-un varistor de dimensiuni uzuale cu ZnO, neliniaritatea accentuată a curentului în raport cu tensiunea este guvernată de interfața ZnO — Bi_2O_3 invers polarizată (efect-tunel), interfața direct polarizată fiind caracterizată de un curent determinat de electronii ce curg peste barieră și acționînd ca un injector de electroni în stratul intergranular, ceea ce ar explica puternica dependență de temperatură a conductivității, în zona curenților mici.

Proprietățile electrice ale acestei ceramici compozite sînt determinate deci de barierele intergranulare bogate în Bi_2O_3, fiecare din aceste bariere reprezentînd un microvaristor cu o cădere de tensiune de cca. 3—3,5 V, la o densitate de curent de 1 mA/cm². Rezultă că, prin simpla variație a grosimii discului ceramic sau prin dirijarea diametrului mediu al granulelor se pot realiza orice tensiuni pe varistor peste 3 V, în timp ce curentul maxim permis rezultă din punerea în paralel a microvaristoarelor și este, deci, proporțional cu secțiunea transversală a probei. Deoarece fenomenul străpungerii este dependent de caracteristica și numărul barierelor intergranulare rezultă că un material compus din granule mici (uzual cca. 20 μm) va prezenta un grad mai înalt de neliniaritate și tensiuni de străpungere mai ridicate decît un material cu granule mai mari (uzual cca. 80 μm).

Evident, caracteristicile electrice depind și de temperatura de sinterizare a pastilelor, oxizii folosiți ca adaosuri și dopări, omogenitatea ceramicii etc. Fenomenele descrise sînt valabile în cea mai mare parte și pentru rezistențele neliniare cu SiC și pentru alte materiale rezistive, compozite, granulare.

Un disc rezistiv neliniar prezintă o capacitate echivalentă atît ca efect al electrozilor de pe suprafețe, cît și a înserierii capacităților proprii microvaristoarelor, ultimul fenomen fiind preponderent. Capacitățile specifice variază între 10—100 pF/mm, valorile superioare fiind caracteristice materialelor cu granule mari. Această capacitate echivalentă, ca și tg δ, este funcție de tensiunea aplicată, frecvența tensiunii alternative aplicate (sau panta impulsului) și temperatură. Experimental, s-a demonstrat că la rezistențele neliniare cu ZnO, capacitatea echivalentă scade cu tensiunea și frecvența și crește cu temperatura, în timp ce tg δ crește cu tensiunea și temperatura și scade accentuat cu frecvența [3]. Într-o primă aproximație, explicarea rezultatelor experimentale se poate face cu relația :

$$\operatorname{tg}\delta_e = \frac{\gamma}{\varepsilon_0 \varepsilon_r \omega} = \frac{1}{\omega RC} = \frac{P_e}{Q}, \qquad (1)$$

unde :

- $\operatorname{tg}\delta_e$ — tangenta unghiului de pierderi corespunzătoare conductivității dielectricului ;
- γ — conductivitatea materialului ;
- ε_0 — constanta dielectrică a vidului ;

* Ing. *Bădic, M.* este cercetător științific principal la Institutul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Electrotehnică, I.C.P.E. — București.

ε_r — permitivitatea relativă a materialului (pentru ZnO fiind cuprinsă între 800 și 1 500);
ω — pulsația tensiunii;
C — capacitatea din schema echivalentă paralel;
R — rezistența din schema echivalentă paralel;
P_c — puterea de pierderi în dielectric datorită conducției electrice;
Q — puterea reactivă a capacității echivalente.

Se observă că tg δ_c crește cu tensiunea, datorită micșorării rezistenței R a semiconductorului neliniar și scade cu frecvența la fel ca la condensatoarele cu dielectrici liniari, datorită creșterii pulsației ω. Trebuie remarcat însă că și conductivitatea materialului este funcție de frecvență, $\gamma(f)$ și deci și rezistența din schema echivalentă paralel este funcție de frecvență, $R(f)$. Deoarece γ depinde, evident, puternic de tensiune, orice determinări pentru punerea în evidență a dependentei de frecvență trebuie făcute la tensiune riguros constantă. Oxidul de zinc ceramic, fiind însă un dielectric cu structură policristalină, prezintă polarizare de relaxare sau interfacială (migrarea și acumularea sarcinilor în structurile de separare ale granulelor policristaline) cu pulsații de relaxare în gama frecvențelor joase [15]. Din acest motiv, un studiu corect trebuie să țină seama și de relațiile:

$$\operatorname{tg}\delta_a = \frac{\varepsilon_r''}{\varepsilon_r'} = \frac{P_a}{Q}, \tag{2}$$

$$\varepsilon_r^* = \varepsilon_r' - j\varepsilon_r'', \tag{3}$$

unde:

$\operatorname{tg}\delta_a$ este tangenta unghiului de pierderi corespunzătoare absorbției dielectrice;
Pa — puterea absorbită în ciclul de histerezis eliptic;
ε_r^* — permitivitatea relativă complexă a materialului;
ε_r' — permitivitatea relativă reală a materialului (ε);
ε_r'' — partea imaginară a permitivității relative,

care descriu fenomenul absorbției dielectrice și apariția unui curent în fază cu tensiunea care se suprapune peste curentul conductiv propriu-zis. Fenomenele fiind foarte complexe, se vor prezenta ulterior rezultatele experimentale legate de variația permitivității și conductivității cu frecvența și tensiunea.

Rezistențele neliniare pe bază de ZnO ca și cele din SiC prezintă un histerezis al caracteristicii tensiune-curent în cazul regimului de funcționare în impuls.

Întrucît acest fenomen apare cu atît mai pregnant cu cît curentul este mai intens, în zona în care descărcătorul poate funcționa numai în regim de impuls, nu se poate pune în evidență alura dinamică a acestui tip de histerezis; existența lui a fost dovedită prin efectul de nesuprapunere a caracteristicilor tensiune-curent corespunzătoare fronturilor (ascendent și respectiv descendent) impulsurilor aplicate. Fenomenul fizic este întîrzierea răspunsului (curent) față de excitație (tensiune) așa cum se observă în figura 1 și este cu atît mai accentuat cu cît frontul impulsului este mai rapid; se observă că, la aceeași valoare a curentului, tensiunea pe spatele undei este mai mică decît tensiunea pe frontul undei de curent. Cauza acestui fenomen nu este pe deplin elucidată, fiind vorba de un mecanism al inerției proceselor electronice de conducție (efect-tunel, emisie electronică) sau/și al încălzirii materialului.

Pentru modelarea acestui fenomen, unii cercetători consideră, în schema echivalentă a rezistenței neliniare, o inductivitate serie, L [18]. Tot un efect al histerezisului caracteristicii tensiune-curent este și faptul, menționat în majoritatea articolelor recente în domeniu, că pentru impulsuri cu fronturi rapide tensiunea reziduală are valori mai mari decît pentru impulsuri cu fronturi mai lungi [5]. Această legătură între ciclul de histerezis și dependența tensiunii reziduale de frontul impulsului nu este formulată explicit în literatura de specialitate. Un aspect deosebit de important este evitarea ambiguității în descrierea cauzelor acestei dependențe. Astfel, uneori, la fronturi scurte ale impulsurilor, poate apare o supratensiune, care poate fi observată pe oscilograma undei de tensiune (fig. 1), sau poate fi detectată cu voltmetrul de vîrf [2], [10]. Acest efect este însă legat de structura lanțului de măsură și nu reprezintă un fenomen fizic intrinsec rezistenței neliniare; pentru asigurarea unor măsurători corecte acest fenomen trebuie eliminat.

Prezența ciclului de histerezis în curba tensiune-curent, evidențiat în cazul regimului de funcționare în impuls, prezintă o importanță deosebită, deoarece, pe de o parte acesta este regimul normal de funcționare a varistoarelor și descărcătoarelor în exploatare, iar, pe de altă parte, s-a observat că există o dependență între aria ciclului de histerezis și capacitatea de absorbție a energiei pe care o prezintă rezistența neliniară [4].

După cum s-a menționat, temperatura influențează de asemenea caracteristicile electrice ale rezistențelor neliniare. Conductivitatea crește cu temperatura, în timp ce neliniaritatea scade. Tensiunile reziduale obținute vor fi mai mici, atunci cînd încălzirea este dată fie din exterior, fie de curentul ce trece prin probă. Influența mare a temperaturii asupra caracteristicilor

electrice reclamă o grijă deosebită în cadrul determinărilor experimentale, atunci cînd se ia această mărime ca parametru.

Această prezentare succintă este suficientă pentru a scoate în evidență metodele și mijloacele de investigare, ce se prezintă în continuare, necesare caracterizării diferitelor soluții adoptate pentru rezistențele neliniare pe bază de ZnO.

varistorul se comportă cao rezisten ță ohmică foarte mare, de ordinul de mărime 1 000 MΩ, care scade cu creșterea tensiunii, fiind valabile aprecierile anterioare în legătură cu schema echivalentă. În zona II, curba se aplatizează, fiind valabilă într-o bună aproximație descrierea

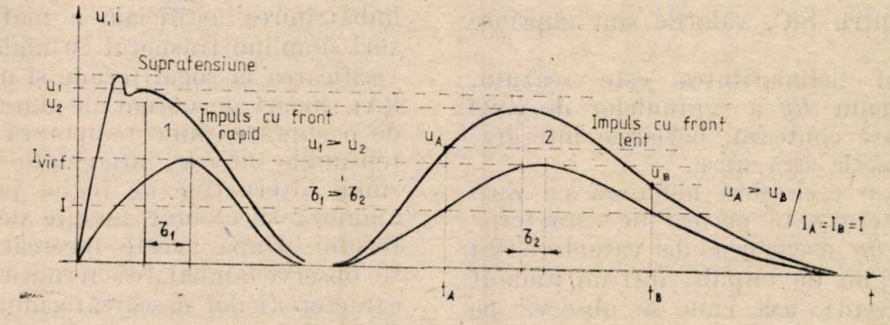


Fig. 1. Fenomene inerțiale în rezistențele neliniare și influența cuplajelor parazite în circuitul de măsură.

2. Incercările necesare pentru caracterizarea rezistențelor neliniare pe bază de ZnO

Realizarea rezistențelor neliniare urmărește în esență alegerea unui compromis între exigențe contradictorii: un consum slab în regim permanent, un nivel de protecție scăzut, o capacitate adecvată de absorbție a energiei, preț scăzut și risc de cădere limitat.

Articolul se ocupă de încercările necesare cercetării diferitelor materiale și a caracterizării performanțelor lor electrice în concordanță cu fenomenologia prezentată în introducere; aceste încercări au stat, în fond, la baza elaborării standardelor.

Formalismul fizico-matematic care permite discutarea acestor încercări constă în schema echivalentă și caracteristica $U - I$ (fig. 2), care, analizate corect, definesc rezistențele neliniare cu ZnO, mai puțin fenomenul de histerezis corespunzător caracteristicii dinamice.

În schema echivalentă din figura 2, Rg reprezintă rezistența granulelor de ZnO, care pentru frecvențe mai mici de 100 MHz are valori neglijabile ($\rho \simeq 1\Omega$. cm), astfel încît la frecvențe uzuale și pentru valori mici ale tensiunii aplicate (unde caracteristica este puternic dependentă de temperatură) pierderile de putere activă pot fi considerate ca avînd sediul în rezistența R. De asemenea în intervalul 100 Hz — 100 kHz capacitatea din schema echivalentă este relativ puțin dependentă de frecvență, fiind determinată de rețeta de material și geometria probei.

Caracteristica $U - I$ a rezistențelor neliniare cu ZnO poate fi împărțită în mod formal în 3 zone. În zona I (înainte de străpungere) analitică cu ajutorul relațiilor empirice, echivalente:

$$I = kU^{\alpha}\ ;\quad U = CI^{\beta}\text{, cu } \alpha = \frac{1}{\beta};\quad C = k^{-\frac{1}{\alpha}}, \tag{4}$$

unde notațiile α și β pot fi întîlnite permutate în diferite lucrări de specialitate. În aceste relații k și C sînt numite uzual constante de material, iar α și β exponenți de neliniaritate (deși în fond toate caracterizează un anumit material).

Exponenții și coeficienții se pot calcula prin două măsurători asupra rezistențelor neliniare rezultînd, de exemplu, relațiile:

$$\alpha = \frac{\lg(I_1/I_2)}{\lg(U_1/U_2)} = \frac{\Delta \lg I}{\Delta \lg U}, \tag{5}$$

$$\lg k = \lg I_1 - \frac{\lg(I_1/I_2)}{\lg(U_1/U_2)} \lg U_1. \tag{6}$$

De asemenea prin diferențierea primei relații din (4) se obține:

$$\alpha = \frac{dI}{dU} \cdot \frac{U}{I}. \tag{7}$$

Pe de altă parte, coeficientul C se poate defini ca fiind egal cu tensiunea aplicată rezistenței neliniare atunci cînd curentul are valoarea de 1 A. Unii autori împart această zonă a caracteristicii în două domenii: cel în care, deși neliniară caracteristica, nu prezintă încă histerezis și cel al neliniarității mai accentuate, la curenți mai mari, cu fenomen de histerezis pe caracteristica dinamică.

Valorile obișnuite ale exponentului de neliniaritate α, pentru ZnO, sînt :
— între 20 și 80 pentru curenți mici, pînă la cca. 10^{-2} A/mm² ($\beta = 0{,}0125 \div 0{,}05$) ;
— mai mic sau egal cu 10, corespunzător zonei III, adică pentru curenți mai mari de 0,1 A/mm² ($\beta \geq 0{,}1$) ;
în timp ce, pentru SiC, valorile sînt cuprinse între 4 și 6.

În zona III neliniaritatea este scăzută, deoarece rezistența Rg a granulelor de ZnO este singura care contează, barierele intergranulare fiind practic străpunse.

În principiu, o rezistență neliniară cu ZnO ar putea fi determinată perfect de caracteristica $U-I$ și de asemenea de caracteristica dinamică în regim de impuls, într-un anumit interval de curenți, așa cum se observă pe grafic, dacă nu ar interveni fenomenele de îmbătrînire care fac incertă conservarea performanțelor ei după o serie de solicitări. Se acceptă în prezent că factorii răspunzători pentru degradarea caracteristicilor rezistențelor neliniare sînt :
— solicitările de tensiune care duc, datorită neomogenității materialului, la apariția unor puncte calde care provoacă ulterior, în regim permanent, o instabilitate termică locală și apoi generală ;
— aplicarea unor impulsuri de curent cu amplitudini mari și durate de ordinul a 10 μs, care determină apariția unei creșteri continue a energiei disipate în regim permanent ;
— solicitările în regim permanent cu tensiune continuă care conduc, în cazul unor materiale ceramice funcționînd în atmosferă lipsită de oxigen, la o creștere continuă a curentului de scurgere și a energiei disipate, la tensiunea de serviciu.

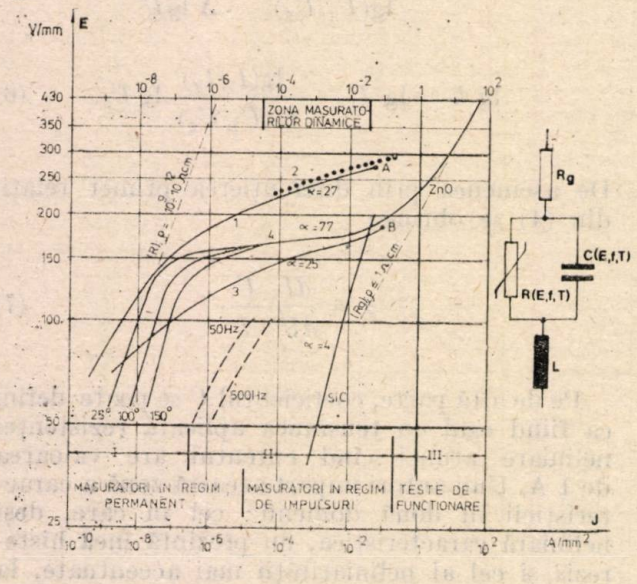


Fig. 2. Caracteristici $U-I$ pentru rezistențele neliniare cu ZnO și SiC și schema echivalentă.

De aceea, ansamblul încercărilor unui descărcător cuprinde, pe lîngă determinarea tensiunii reziduale cu unda 8/20 μs (1,5 ; 2,5 ; 5 ; 10 sau 20 kA corespunzător clasei descărcătorului) și încercările de funcționare care includ ansamblul tuturor solicitărilor pe care descărcătorul le va suporta în timpul exploatării : îmbătrînirea artificială a materialului, impulsuri simulînd trăsnetul cu unda 4/10 μs pentru verificarea la șocul termic și mecanic (10 — 65 kA), șocuri de curent de durată mare urmate de o supratensiune temporară simulînd supratensiunile interne, intercalate cu aplicarea tensiunii alternative de regim permanent, într-o anumită succesiune funcție de tipul descărcătorului. După aceste încercări nu trebuie să se observe ambalarea termică sau degradarea caracteristicilor descărcătorului. Pe graficul din figura 2 s-au marcat, pe lîngă zonele principale menționate, și domeniile aproximative ale tipurilor de încercări. Se observă că determinarea caracteristicii $U-I$ se face în regim permanent pentru zona I și parțial pentru zona II și în regim de impulsuri (pentru evitarea încălzirii rezistenței neliniare) pentru restul zonei II, în timp ce zona III se identifică aproximativ cu domeniul în care se efectuează încercările de funcționare menționate mai sus.

Unii fabricanți, pentru a putea aprecia mai bine capacitatea energetică a rezistențelor neliniare cu ZnO, precum și comportarea lor înainte și după solicitările electrice, dau în cele două situații curbele *capabilității* la supratensiuni temporare (50/60 Hz), adică dependența $kU_{nom} = f(\tau)$, unde k ia valori între 0,8 și 1,3 iar τ între 0,1 s și circa 30 ore. Criteriul construcției acestui grafic constă în lipsa ambalării termice cînd se revine la tensiunea permanentă de lucru $U_c (U_c = 0{,}8\ U_{nom})$.

Energia maximă admisibilă, cu răcire naturală, poate fi dată de asemenea în unități de kJ/kV sau în unități de densitate de energie (kJ/cm^3).

Unele laboratoare, în vederea modelării comportării descărcătoarelor la supratensiuni temporare (50/60 Hz), determină caracteristica $U-I$ în tensiune alternativă, în regim permanent, pînă la cca. 10^{-6} A/mm² și în regim cvasipermanent (impulsuri cu durate de aproximativ 1 s) pînă la cca. 10^{-3} A/mm² [3].

Față de această multitudine de tehnici de investigare prezentate, s-a adoptat o metodologie originală, parțial automatizată, care va fi descrisă în continuare.

3. Dispozitive și metode de investigare realizate

Din cele expuse în capitolele 1 și 2 rezultă că este necesar ca pentru investigarea caracteristicilor neliniare să se dispună de un generator de impulsuri cu amplitudine, pantă și

durată reglabile, continuu sau în trepte, în limite mari, puterea în impuls a generatorului fiind singura care limitează tipurile de varistoare ce se pot investiga.

Aparatura folosită a inclus un astfel de generator, construit special în acest scop (fig. 3), un analizor de undă tip TR—4910 (producţie R.P.U.) şi un microcalculator Tektronix 4051 cu imprimantă. Pentru vizualizarea impulsurilor cu fronturi rapide s-a folosit un osciloscop cu memorie Tektronix 4613 avînd o viteză de memorare de 4,5 cm/μs.

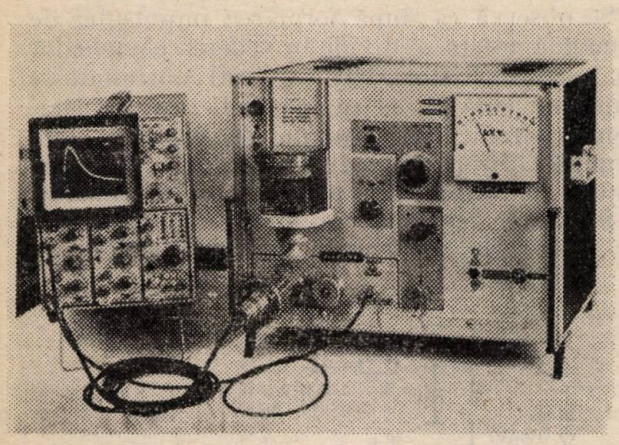


Fig. 3. Generatorul de impuls rectangular pentru testarea rezistenţelor neliniare cu ZnO.

Schema utilizată pentru generatorul de impuls rectangular realizat, funcţionează ca generator de tensiune în prima parte a zonei *II* (fig. 2) a caracteristicii (curenţi foarte mici) şi ca generator de curent în a doua parte a zonei *II* şi în zona *III* pînă la circa 300 A. Exceptînd cazurile în care se cer timpi de tranziţie de ordinul nanosecundelor sau mai mici — ai impulsurilor de curent (cînd se folosesc montaje speciale cu linii de formare sau tranzistoare în regim de avalanşă etc. [7, 8, 9]) schema principială tipică a generatoarelor de impuls de curent este de tipul *R*, *L*, *C* serie avînd următoarele ecuaţii de funcţionare :

— pentru rezistenţă liniară :

$$L\frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C}\int idt + ri = Uo, \qquad (8)$$

— pentru rezistenţă neliniară :

$$L\frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C}\int idt + k^{-\frac{1}{\alpha}} i^{\frac{1}{\alpha}} = Uo, \qquad (9)$$

unde $Ur = k^{-\frac{1}{\alpha}} i^{\frac{1}{\alpha}}$ reprezintă căderea de tensiune pe rezistenţa neliniară, iar *Uo* tensiunea de încărcare a condensatorului. Ecuaţia (9) după diferenţiere şi rearanjare devine (ecuaţia omogenă) :

$$\frac{d^2i}{dt^2} = -\frac{R}{L}\frac{di}{dt} - \frac{1}{LC}i - \frac{k^{-\frac{1}{\alpha}}}{\alpha L} i^{\frac{1-\alpha}{\alpha}} \cdot \frac{di}{dt}. \qquad (10)$$

Pentru rezolvarea acestei ecuaţii şi determinarea parametrilor circuitului, au fost propuse un număr mare de metode aproximative [10, 11, 12, 13]. Prin rezolvarea ecuaţiei (10) cu metode numerice şi verificarea experimentală a soluţiei astfel obţinute, s-a putut determina influenţa parametrilor *L*, *C* asupra formelor de undă [11].

Pentru realizarea generatorului de impuls cu undă rectangulară, la tensiuni de pînă la 10 kV cu durate de ordinul zecilor de microsecunde şi o putere maximă în impuls de cca. 1 MW, la un gabarit redus, s-a recurs la adoptarea unor soluţii tehnice moderne, într-o tehnologie hibridă — tuburi cu gaz şi dispozitive semiconductoare. Principiul de funcţionare se urmăreşte uşor pe schema-bloc din figura 4. Obţinerea impulsului rectangular cu durate mici şi cu fronturi de ordinul microsecundelor se face prin „extragerea" unui eşantion din descărcarea aperiodică a bateriei de condensatoare cu ajutorul a două procese de comutaţie. Amplitudinea şi durata impulsului sînt reglabile cu ajutorul circuitelor electronice de comandă, iar duratele celor două tranziţii din elementele de circuit (*R*, *L*).

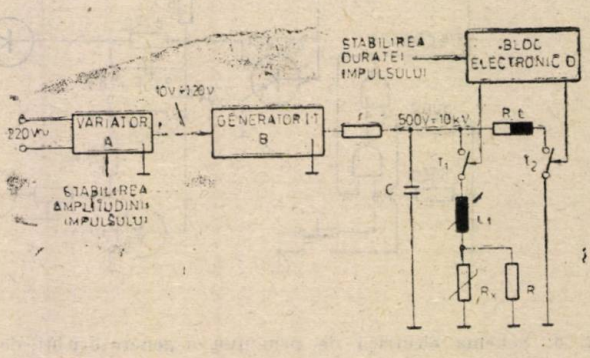


Fig. 4. Schema-bloc a generatorului de impuls rectangular (*C* — condensator de stocare a energiei ; T_1, T_2 — elemente de comutaţie — tiratroane cu hidrogen ; R_x — rezistenţa de încercat ; L_1 — inductanţa variabilă pentru modificarea frontului impulsului ; *RL* — impedanţa din circuitul tiratronului T_2 ; *R* — rezistenţa de sarcină ; *r* — rezistenţa de limitare a curentului de încărcare a lui *C*).

Variatorul de tensiune (fig. 4) este alimentat direct din reţea, reglajul continuu al tensiunii între 10 V şi 120 V făcîndu-se prin modificarea unghiului de aprindere al tiristorului pe care acesta îl conţine.

Generatorul de înaltă tensiune este realizat cu montaj de invertor — oscilator blocking, urmat de multiplicator de tensiune Cockroft — Walton.

Blocul electronic pentru sincronizarea comenzilor pe grilele tiratroanelor permite reglajul continuu al duratei impulsului între 20 μs și 500 μs.

Puterea generatorului și ceilalți parametri au fost dictați, în principal, de elementele de comutație folosite și anume tiratroane cu hidrogen ТГИ1—325/16 cu un curent maxim de 325 A (1,75 μs) și o putere în impuls de 2,6 MW. Pentru stocarea energiei s-a folosit o baterie de condensatoare cu o capacitate totală de 2 μF pentru o tensiune de 12 kV. S-au ales tiratroanele cu catod cald și hidrogen la presiune joasă deoarece ele asigură întîrzierile (între comanda pe grilă și descărcarea principală) minime și o dispersie redusă, datorită timpilor scurți de ionizare și deionizare [7]. Se pot obține astfel, prin aplicarea de tensiuni mari pe grilă (1 ÷ 2 kV) pentru formarea accelerată a plasmei între catod și grilă și prin măsuri suplimentare de micșorare a inductivității circuitului, durate ale fron-

— durata impulsului rectangular reglabilă între 20 μs și 500 μs;
— durata primei tranziții reglabilă în 3 game: 100 ns; 1 μs ÷ 10 μs; 50 μs ÷ 100 μs;
— durata ultimei tranziții: min 5 μs;
— curentul maxim admis pentru păstrarea formei impulsului în limitele ± 10%; 20 A;
— curent maxim admis: 300 A.

Schema electrică de principiu (fig. 5) arată configurația circuitului electronic de comandă care acționează asupra celor două tiratroane în vederea reglajului duratei impulsului rectangular.

Se observă că după formarea impulsului de comandă acesta se divide în vederea comenzilor pe porțile tiristoarelor, în final obținîndu-se impulsurile de amorsare pe grilele tiratroanelor. Pentru circuitul tiratronului T_1 impulsul este amplificat, separat galvanic cu un transformator de impuls, și apoi, prin intermediul tiristorului, tensiunea de amorsare este adusă pe grilă prin diodele cu avalanșă controlată

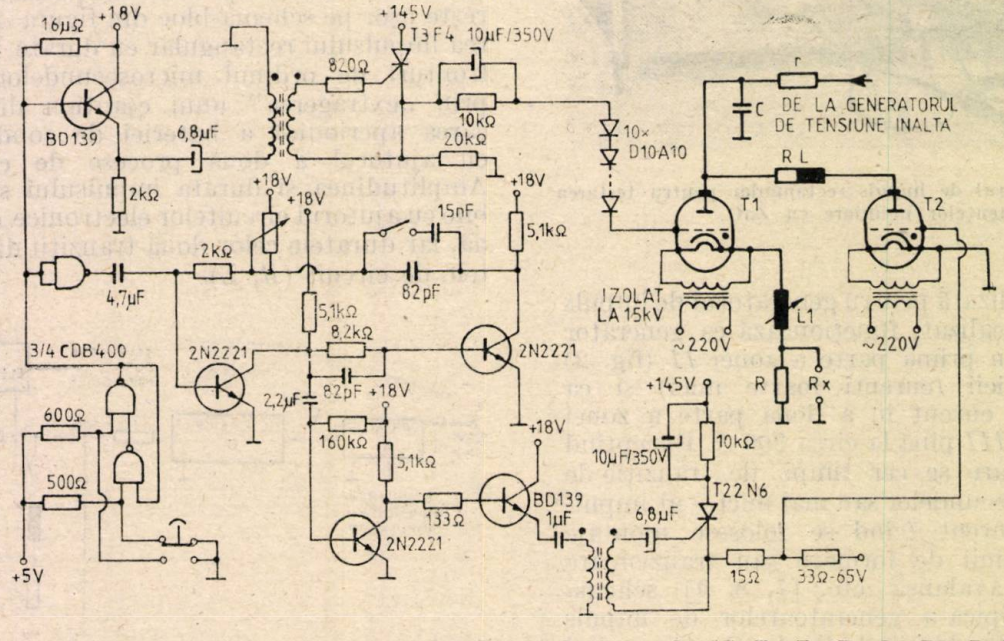


Fig. 5. Schema electrică de principiu a generatorului de impuls rectangular (C, T_1, T_2, R_x, L_1, RL, R și r au aceeași semnificație ca în fig. 4).

tului de cca. 10 ns, timpi de întîrziere sub 50 ns. și dispersii mai mici de 1 ns.

Generatorul construit, poate produce impulsuri cu durata primei tranziții de circa 120 ns (fig. 7).

La deconectare însă, tiratroanele cu hidrogen au timpi mai lungi, de ordinul microsecundelor, care nu pot fi micșorați simțitor nici prin aplicarea unei tensiuni negative pe grilă în scopul accelerării procesului de deionizare. Ținînd seama de aceste considerente au rezultat următoarele caracteristici ale generatorului de impuls:
— amplitudinea tensiunii impulsului reglabilă continuu între 500 V ÷ 10 kV;

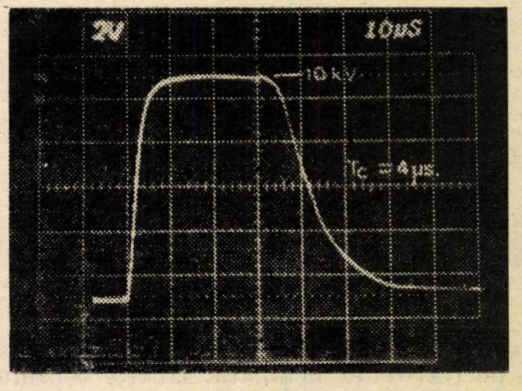


Fig. 6. Oscilograma impulsului rectangular de tensiun

înseriate care împiedică propagarea tensiunii înalte în circuitul de comandă. Pentru tiratronul T_2, cu ajutorul unui circuit monostabil comandat, impulsul întîrziat este aplicat, tot prin intermediul unui tiristor, tiratronului T_2. Circuitul tiristorului este astfel conceput încît să asigure, în lipsa comenzii, o tensiune negativă pe grila tiratronului pentru evitarea amorsărilor intempestive ale acestuia (în timpul comenzii pe grila lui T_1). Faptul că tiratronul T_1 funcționează cu sarcina pe catod a necesitat alimentarea filamentului printr-un transformator izolat la 15 kV. Generatorul asigură experimentări în gama 10 mA — 300 A cu fronturi variabile ca durată.

În oscilograma din figura 6 este arătată forma generală a impulsului de tensiune, iar în figura 7 frontul cel mai rapid obținut (cca. 120 ns la o amplitudine a impulsului de 10 kV).

Principiul constructiv rămînînd același, numai prin folosirea unor condensatoare mai mari

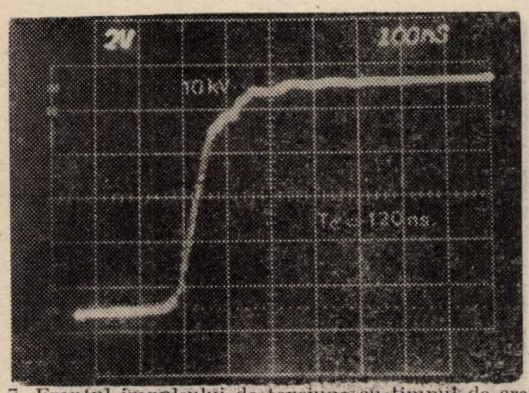


Fig. 7. Frontul impulsului de tensiune cu timpul de creștere minim obținut.

pentru stocarea energiei și a unor elemente de comutație mai puternice se poate mări substanțial puterea aparatului, ajungîndu-se la curenți de ordinul kiloamperilor. De exemplu, dacă se folosește tiratronul ТГИ—1 000/25 se poate obține o putere în impuls de 12,5 MW, cu o durată a impulsului de 50 μs la un curent de 1 kA, iar prin folosirea tiratronului ТГИ — 2 500/35 puterea în impuls poate crește pînă la 43 MW la o tensiune de 35 kV. Toate acestea demonstrează posibilitatea unui nou principiu de realizare a generatoarelor de monoimpuls de curent și tensiune de diferite forme de undă, foarte versatil, în formă compactă, cu gabarit redus și manevrabilitate ușoară, la tensiuni maxime de 10 ÷ 30 kV și curent maxim de circa 2 kA.

4. Rezultate experimentale

Aparatura folosită, menționată anterior, a fost structurată conform schemei de măsură din figura 8 cu mențiunea că, pentru determinările de regim permanent, în locul generatorului de impuls s-a folosit o sursă de tensiune continuă sau alternativă reglabilă(curent maxim 10 mA).

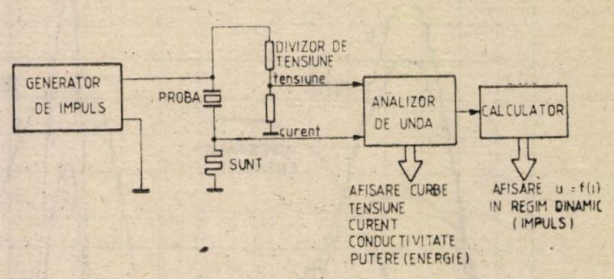


Fig. 8. Schema-bloc pentru ansamblul de măsură a rezistențelor neliniare cu ZnO.

Pentru ilustrarea funcționării generale a ansamblului se dau diagramele din figura 9, care reprezintă calitativ curbele tensiunii aplicate, curentului, conductivității (γ) pentru SiC, ZnO și pentru cazul unei rezistențe liniare. Acestea reprezintă curbele trasate de înregistratorul $X-Y$ ale analizorului de undă ; curba conductivității este rezultatul operațiilor interne (punct cu punct) între impulsul de tensiune și răspunsul în curent.

Se observă răspunsul puternic neliniar (asemănător cu diodele Zener) al rezistențelor cu ZnO, comparativ cu cele cu SiC. La rezistența liniară, curba conductivității diferă de linia dreaptă în zona amplitudinilor mici din cauza erorilor care apar la operații cu valori reduse ale tensiunii și curentului. Este dată de asemenea curba energiei disipate de o rezistență neliniară, cu SiC, în timpul aplicării impulsului.

Măsurătorile au urmărit în principal următoarele obiective :

— determinarea caracteristicii $U-I$ în regim de impulsuri ;

— dependența acestei caracteristici de panta impulsului aplicat (viteza de creștere a tensiunii) ;

— determinări în regim permanent (tensiune continuă și alternativă) și verificarea concordanței cu punctele caracteristicii determinate prin impuls ;

— construirea caracteristicii $U-I$ dinamice și evidențierea fenomenului de histerezis ;

— măsurarea componentelor rezistivă și capacitivă ale curentului, la valori mici ale acestuia și determinarea energiei active disipate de rezistența neliniară.

Astfel, în figura 2 sînt date caracteristicile $U-I$ pentru două rezistențe neliniare cu ZnO, obținute experimental, comparativ cu o caracteristică de referință pentru ZnO (4) și cu una pentru SiC. Se observă racordarea curbelor în regiunea de tranziție dintre determinările în regim permanent (curent continuu) și cele prin impulsuri rectangulare cu ajutorul gene-

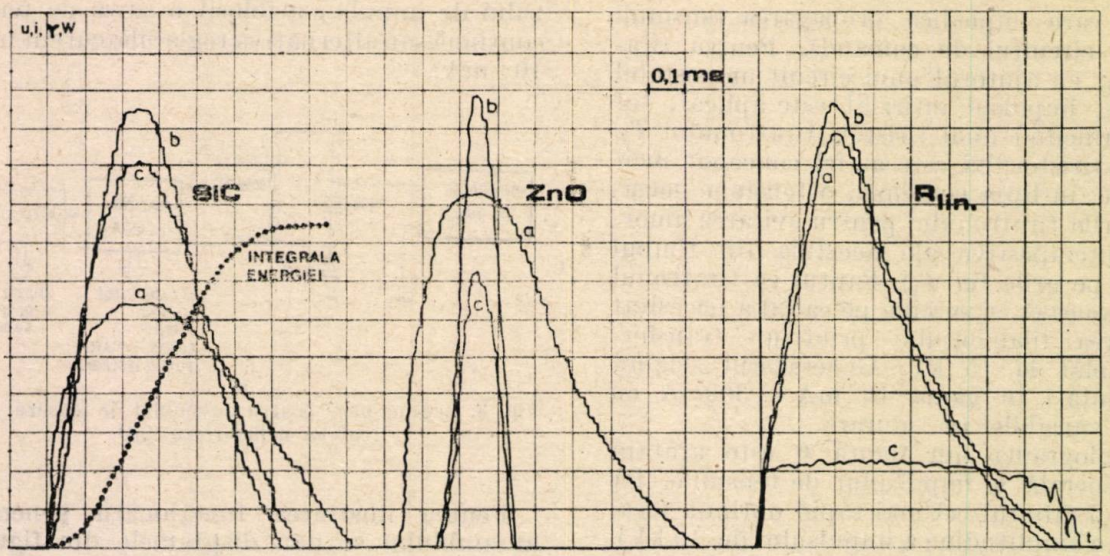


Fig. 9. Evidențierea caracterului neliniar al rezistențelor cu SiC și ZnO în comparație cu o rezistență liniară (a — tensiunea ; b — curentul ; c — conductivitatea).

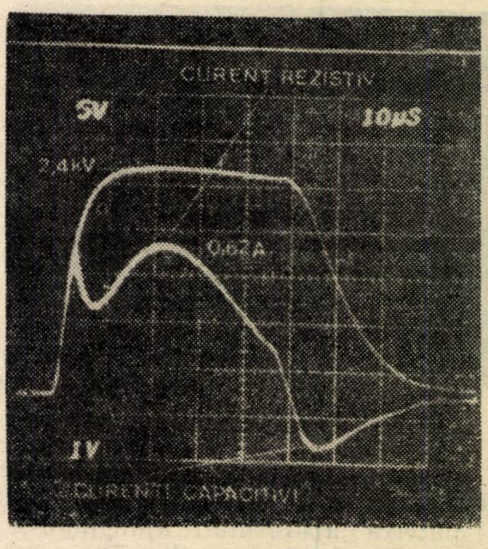
ratorului descris (durata impulsului a fost de cca. 60 μs).

În punctul *A* al curbei 1 s-au aplicat 40 de impulsuri cu un curent de 56 A iar în punctul *B* al curbei 3 același număr de impulsuri cu un curent de 97 A, fără ca rezistențele neliniare să-și modifice semnificativ caracteristica.

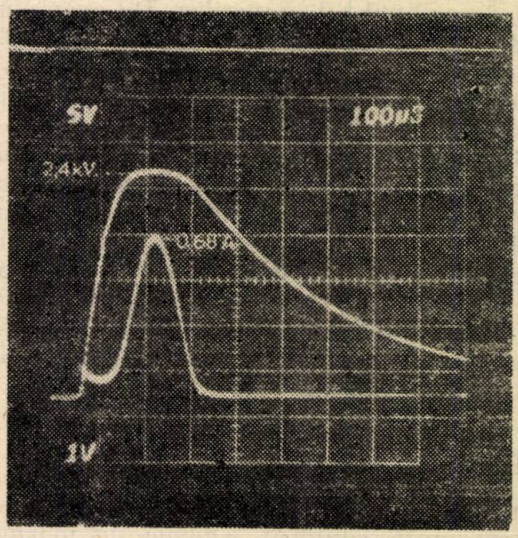
Se evidențiază, de asemenea, comportarea diferită a rezistențelor neliniare funcție de viteza de creștere a tensiunii (curentului); curba punctată 2 corespunde unui timp de creștere al impulsului de curent de 10 μs față de 100 μs în cazul inițial (curba 1). Fenomenul se poate observa și în oscilogramele din figura 10 unde pentru aceeași valoare de vîrf a impulsului de tensiune (2,4 kV), la aceeași rezistență neliniară cu ZnO, s-a înregistrat un curent de vîrf mai mic în cazul impulsului cu front mai rapid.

Curbele din figura 2, determinate la frecvența rețelei (50 Hz) și respectiv la 500 Hz, sînt date orientativ pentru o pastilă de ZnO și caracterizează de fapt numai curentul capacitiv, deoarece la valori reduse ale tensiunii, componenta capacitivă a curentului este preponderentă; curentul fiind sinusoidal, datorită lipsei componentei rezistive aferente unui fenomen neliniar, punctele respective au fost determinate în valori eficace.

Măsurătorile în regim permanent, în curent continuu, s-au „racordat" cu determinările în impuls, obținîndu-se o caracteristică monoton crescătoare. Experimental s-a constatat că valorile de vîrf ale componentei rezistive a curentului total corespunzătoare măsurătorilor cu tensiune sinusoidală (50 Hz) coincid cu măsurătorile în curent continuu fără să se fi observat diferențele semnalate în [3].



a)



b)

Fig. 10. Demonstrarea experimentală a fenomenului reprezentat în figura 1 și evidențierea curenților capacitivi (a — impuls cu front rapid ; b — impuls cu front lent).

O categorie aparte de măsurători o constituie cele în regim dinamic, care pun în evidență fenomenul de histerezis al curbei tensiune-curent, menționat anterior [4, 5]. Determinările au fost realizate cu ansamblul descris (fig. 8) și reprezintă caracteristicile trasate de calculator pentru panta ascendentă și respectiv descendentă a impulsului; faptul că cele două trasee nu coincid ilustrează fenomenul de histerezis menționat. Diagramele din figura 11 reprezintă caracteristicile dinamice corespunzătoare curbelor 1 și 3 din figura 2; pentru verificare s-au reprezentat și punctele de pe curbele 1 respectiv 3 din figura 2. Se observă că diagrama 3 corespunde unei rezistențe neliniare cu ciclu de histerezis mai pronunțat. Pentru comparație se dau și diagramele dinamice corespunzătoare rezistențelor neliniare cu SiC (fig. 12).

O importanță deosebită prezintă determinarea curentului de scurgere în regim permanent

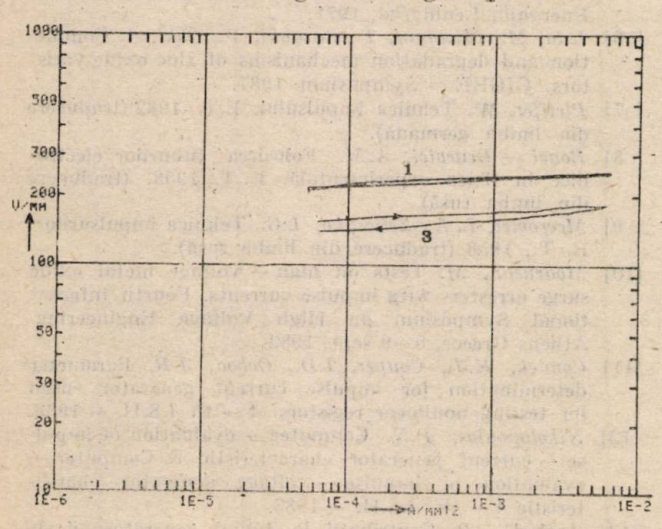


Fig. 11. Caracteristici $U-I$ dinamice pentru rezistență neliniare cu ZnO.

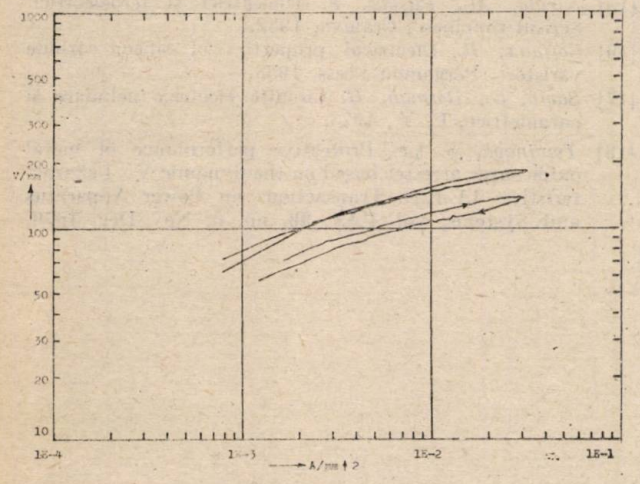


Fig. 12. Caracteristici $U-I$ dinamice pentru rezistențe neliniare cu SiC.

corespunzător tensiunii nominale și/sau tensiunii de lucru continue. Acest curent are o componentă capacitivă și una rezistivă, dar la tensiunile menționate componenta capacitivă este dominantă. Existența componentei rezistive, neliniară în raport cu tensiunea, determină apariția armonicelor de ordin impar în spectrul curentului de scurgere. Ar fi de dorit ca spectrul curentului să nu conțină armonici, dar, în practică, se consideră că pentru valori ale armonicii 3 sub 20% din valoarea fundamentalei (50 Hz) nu se produce stress termic [14]. În figura 13 sînt date diagramele tensiunii aplicate, curentului total, puterii instantanee corespunzătoare acestui curent și integralei energiei. Se observă scăderea integralei energiei în fiecare semiperioadă corespunzător puterii reactive dezvoltate de curentul capacitiv. În partea de jos a figurii sînt date, pentru aceeași măsurătoare, descompunerea curentului total în componentele capacitivă și rezistivă, puterea instantanee corespunzătoare componentei rezistive și respectiv integrala energiei. Acest ultim set de diagrame corespunde procedeului utilizat în mod curent [3], [14], pentru măsurarea energiei active

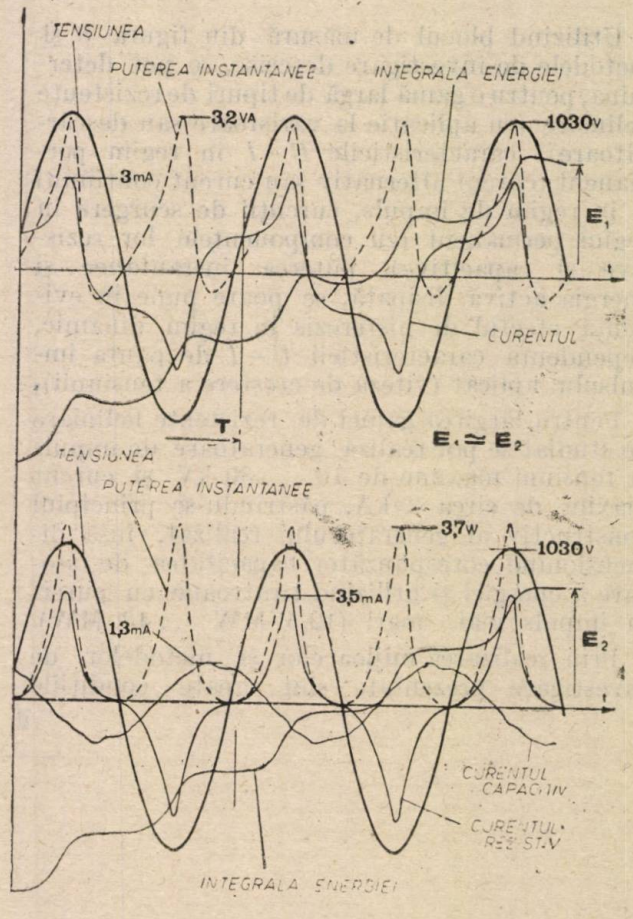


Fig. 13. Fenomenologia conducției la ZnO pentru valori mici ale curentului/tensiunii (curentul rezistiv, curentul capacitiv defazat cu 90°, puterile corespunzătoare și integrala energiei).

disipate de rezistența neliniară, și anume, descompunerea curentului total în componentele sale. Procedeul este însă complicat și presupune erori. Se observă însă că integrala energiei disipate de rezistența neliniară are valori identice în cele două cazuri, atît după prima perioadă (T), cît și la sfîrșitul fenomenului considerat, așa cum se poate demonstra și teoretic. Pe baza acestei constatări, a fost elaborată metoda corespunzătoare primului set de diagrame, care necesită ca instrument principal de măsură analizorul de undă și care este comodă și precisă. Trebuie menționat că se pot pune în evidență componentele rezistivă și capacitivă ale curentului și la încercările de impuls (fig. 10). Aceste oscilograme relevă faptul că la fronturi rapide ale impulsului (frecvențe mari în spectrul echivalent) curentul capacitiv devine apreciabil și poate perturba măsurătorile corecte ale curentului rezistiv. De aceea este necesar ca la valori reduse ale curentului/tensiunii să se lucreze cu impulsuri cu fronturi lente; de aici necesitatea unui generator de impuls cu durata frontului reglabilă, așa cum s-a menționat.

5. Concluzii

Utilizînd blocul de măsură din figura 8 și metodele de investigare descrise, se pot determina, pentru o gamă largă de tipuri de rezistențe neliniare (cu aplicație la varistoare sau descărcătoare), caracteristicile $U-I$ în regim permanent (curent alternativ sau curent continuu) și în regim de impuls, curenții de scurgere în regim permanent (cu componentele lor rezistive și capacitive), puterea instantanee și energia activă disipată, se poate pune în evidență efectul de histerezis în regim dinamic, dependența caracteristicii $U-I$ de panta impulsului aplicat (viteza de creștere a tensiunii).

Pentru lărgirea gamei de rezistențe neliniare de studiat se pot realiza generatoare de impuls la tensiuni maxime de 10 ... 30 kV și curent maxim de circa 2 kA, păstrîndu-se principiul constructiv al generatorului realizat, însă dimensionînd corespunzător capacitatea de stocare a energiei și utilizînd tiratroane cu puteri în impuls mai mari (12,5 MW ... 43 MW).

Prin realizarea mijloacelor și metodelor de investigare prezentate sînt create condițiile caracterizării rezistențelor neliniare, putîndu-se analiza influența asupra caracteristicilor electrice a diferitelor soluții tehnologice și constructive adoptate pentru rezistențele neliniare ce sînt în curs de cercetare în ICPE și în alte colective de cercetare din țară.

Bibliografie

[1] *Bühling, D., Brückner, W.* Zinkoxid — Varistoren Eigenschoften und Anwendung. In: Hermsdorfer Technische Mitteilungen, caiet 59, aprilie 1982, pag. 1863—1876.

[2] *Philipp, H.R., Levinson, L.M.* ZnO varistors for protection against nuclear electromagnetic pulses. — In: J. Appl. Phys., Vol. **52**, No2, februarie 1981, pag. 1083—1090.

[3] *Elli, E., Warnots, E., Nascimento, L.* Laboratory test to characterize metal — oxide surge arresters. L'energia elettrica nr. 2, 1986.

[4] *Nicolau, E.* Radiotehnica, vol I. E.T., București, 1987.

[5] *Sișman, V., Bronfman, A., I., Prujinina, V.,I., Savelev, V.P. Ventilnie* razriadniki visocovo napriajenia. Energhia, Leningrad, 1971.

[6] *Ieda, M., Mizutani, T., Suzuoki, Y., Ohki, A.* Conduction and degradation mechanisms of zinc oxide varistors. CIGRÉ — Symposium 1987.

[7] *Pleiffer, W.* Tehnica impulsului. E.T., 1982 (traducere din limba germană).

[8] *Bonci — Bruevici, A.M.* Folosirea tuburilor electronice în fizica experimentală. E. T., 1958. (traducere din limba rusă).

[9] *Meerovici, L. A., Zelicenko, L.G.* Tehnica impulsurilor. E. T., 1958 (traducere din limba rusă).

[10] *Modrusan, M.* Tests on high — voltage metal oxide surge arresters witg impulse currents. Fourth International Symposium on High Voltage Engineering. Athens Greece, 5—9 sept. 1983.

[11] *Comick, K.J., Couper, I.D., Ochoa, J.R.* Parameter determination for impulse current generators used for testing nonlinear registors. 4 — th I.S.H. — 1983.

[12] *Nikolopoulos, P.N.* Computer — evaluation of impulse — current generator characteristic & Computer — evaluation of impulse — voltage generator characteristic 4 — th. I.S.H. — 1983.

[13] *Arabadji, P.* Contribuții la studiul generatorului de impuls de curent de mare amplitudine. Electrotehnica nr. 6, 1972.

[14] * * * Portable leakage current analyzer tipe TXL for ZnO — arresters. ASEA HV apparatus, 1982.

[15] *Nicula, Al., Puskas, F.* Dielectrici și feroelectrici. Scrisul românesc, Craiova, 1982.

[16] *Goffaux, R.* Electrical properties of silicon carbide varistors, Pergamon Press, 1958.

[17] *Savin, G., Rosman, H.* Circuite electrice neliniare și parametrice, E. T., 1973.

[18] *Tominaga, S.* ș.a. Protective performance of metal oxide surge arrester based on the dynamic V—I characteristics. I.E.E.E. Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. **PAS—98**, no. 6, Nov./Dec. 1979.

CZ 621.3.011.7 : 621.3.014

CONDIȚII INIȚIALE ALEATOARE
DENSITĂȚI DE PROBABILITATE
REGIM TRANZITORIU

O generalizare a teoremei condițiilor inițiale

SABIN IONEL* – TIMIȘOARA

Introducere

Teorema condițiilor inițiale referitoare la rețele (circuite) electrice rezultă din legea inducției electromagnetice și din teorema conservării sarcinii electrice. Astfel, fluxul magnetic total al bobinelor din fiecare ochi de circuit și sarcina electrică totală de pe armăturile condensatoarelor, legate la un nod oarecare de circuit, nu pot varia brusc [1]. Pentru circuitele care intervin în practică (neidealizate) teorema condițiilor inițiale revine la egalitățile :

$$u_C(+0) = u_C(-0) = u_C(0), \tag{1}$$

$$i_L(+0) = i_L(-0) = i_L(0), \tag{2}$$

care exprimă faptul că tensiunile condensatoarelor (u_C) și curenții bobinelor (i_L) nu pot varia discontinuu. Presupunînd că regimul tranzitoriu este declanșat prin acționarea unui comutator, $t = -0$ și $t = +0$ din relațiile (1) și (2) reprezintă momentele imediat anterior, respectiv imediat posterior comutării [2]. Menționăm că în condiții de calcul idealizate (neglijarea rezistențelor interne ale surselor de tensiune, a capacităților parazite ale bobinelor, a inductivităților parazite ale condensatoarelor, etc.) este posibilă variația bruscă (discontinuă) a tensiunilor pe condensatoare și a curenților prin bobine, energiile fiind însă finite [1, 3].

Relațiile (1) și (2) pot fi utilizate numai în cazul determinist, adică atunci cînd se cunosc cu certitudine valorile $u_C(-0)$ și $i_L(-0)$.

Dacă nu se poate neglija caracterul stocastic al condițiilor inițiale, în sensul că $u_C(-0)$ și $i_L(-0)$ sînt variabile aleatoare, utilizarea relațiilor (1) și (2) înseamnă o particularizare nejustificată a rezultatelor de calcul.

În continuare se prezintă o generalizare, de natură matematică, a teoremei condițiilor inițiale, astfel încît aceasta să poată fi utilizată deopotrivă la calculul regimurilor tranzitorii deterministe și aleatoare.

1. Formulări ale teoremei condițiilor inițiale pentru densități de probabilitate și valori medii statistice

Între cunoașterea certă (deterministă) și totala necunoaștere a condițiilor inițiale este frecvent cazul în care sînt date numai anumite proprietăți statistice ale mărimilor de stare la momentul $t = -0$. Astfel, se pot presupune cunoscute densitățile de probabilitate ale mărimilor $u_C(-0)$ și $i_L(-0)$, adică $p^-(u_C)$ și, respectiv, $p^-(i_L)$. Subliniem că nu se contestă valabilitatea fizică a relațiilor (1) și (2), ci doar că acestea nu pot fi aplicate la calculul regimurilor tranzitorii în condiții inițiale aleatoare. De altfel, chiar în baza egalităților (1) și (2) densitățile de probabilitate ale mărimilor $u_C(+0)$ și $i_L(+0)$ verifică relațiile :

$$p^+(u_C) = p^-(u_C) = p(u_C), \tag{3}$$

$$p^+(i_L) = p^-(i_L) = p(i_L). \tag{4}$$

Egalitățile (3) și (4) reprezintă, din punct de vedere matematic, o generalizare a teoremei condițiilor inițiale în formulările (1) și respectiv (2). Într-adevăr, în cazul particular (determinist) cînd densitățile de probabilitate din (3) și (4) sînt funcții generalizate de tip δ [4], aceste relații revin la egalitățile :

$$\delta^+[u_C - u_C(+0)] = \delta^-[u_C - u_C(-0)] = \delta[u_C - u_C(0)], \tag{5}$$

$$\delta^+[i_L - i_L(+0)] = \delta^-[i_L - i_L(-0)] = \delta[i_L - i_L(0)], \tag{6}$$

echivalente cu (1) respectiv (2).

Formularea teoremei condițiilor inițiale cu ajutorul relațiilor (3) și (4) este adecvată studiului regimurilor tranzitorii prin ecuații de evoluție a densităților de probabilitate (Kolmogorov) [5]. După cunoștințele autorului, în literatura de specialitate nu s-a abordat problema regimurilor tranzitorii din circuitele electrice prin metoda ecuațiilor Kolmogorov.

Făcînd referiri la un sistem liniar descris prin ecuațiile de stare :

$$\dot{Z}(t) = AZ(t) + BX(t), \tag{7}$$

$$Y(t) = CZ(t) + DX(t), \tag{8}$$

se știe că soluția generală de regim tranzitoriu are expresia [1, 6] :

$$Z(t) = e^{A(t-t_0)} \cdot Z(t_0) + \int_{t_0}^{t} e^{A(t-\tau)} \cdot B \cdot X(\tau) \cdot d\tau. \tag{9}$$

* Dr. ing. *S. Ionel* este șef de lucrări la Institutul Politehnic „Traian Vuia" din Timișoara.

În studiul regimurilor tranzitorii aleatoare, pe baza ecuațiilor de evoluție a stării, este utilă stabilirea teoremei condițiilor inițiale sub forma unor relații de continuitate a mediilor statistice [7]. Astfel, cele mai importante mărimi caracteristice vectorului de stare $Z(t)$ în momentul inițial $t = 0$ sînt :

— valoarea medie $m_Z(0) = ||M\{Z_i(0)\}|| = ||m_i(o)||$;

— autocorelația $R_Z(0,0) = ||M\{Z_i(o)\cdot Z_j(0)\}|| = ||r_{ij}(o)||$;

— autocovarianța $C_Z(0,0) = ||M\{[Z_i(o) - M\{Z_j(0)\}]\cdot[Z_j(0) - M\{Z_j(0)\}]\}|| = ||c_{ij}(0,0)||$.

Simbolurile $M\{.\}$ și $||.||$ din expresiile precedente semnifică medierea statistică și, respectiv, notația matriceală.

Cu condiția suficientă (dar nu necesară) că variabilele de stare în momentul inițial sînt statistic independente și ținînd seama de relațiile (3) și (4), teorema condițiilor inițiale poate fi formulată și pentru mărimile $R_Z(0,0)$ și $C_Z(0,0)$. De asemenea, continuitatea valorii medii în momentul inițial rezultă direct din (3) și (4). Într-adevăr :

$$\int_{-\infty}^{\infty} z_i \cdot p^-(z_i)\, dz_i = \int_{-\infty}^{\infty} z_i \cdot p^+(z_i)\, dz_i = \int_{-\infty}^{\infty} z_i \cdot p(z_i)\, dz_i,$$

adică :

$$M\{Z_i(-0)\} = M\{Z_i(+0)\} = M\{Z_i(0)\} ;$$

$$i = 1,2, \ldots, n$$

și deci :

$$m_Z(-0) = m_Z(+0) = m_Z(0). \qquad (10)$$

Relațiile (10) reprezintă teorema condițiilor inițiale pentru valoarea medie a vectorului de stare. În cazul particular determinist, valorile medii statistice reprezintă însăși valorile mărimilor deterministe, iar relațiile (10) revin la egalități de tipul (1) și (2). Similar, pe baza independenței statistice a variabilelor de stare în momentul inițial se pot scrie egalitățile :

$$\int_{-\infty}^{\infty}\int z_i z_j \cdot p^-(z_i, z_j)\, dz_i dz_j = \int_{-\infty}^{\infty} z_i \cdot p^-(z_i) dz_i \cdot \int_{-\infty}^{\infty} z_j \cdot p^-(z_j) dz_j =$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} z_i \cdot p^+(z_i)\, dz_i \cdot \int_{-\infty}^{\infty} z_j p^+(z_j)\, dz_j = \int_{-\infty}^{\infty}\int z_i z_j \cdot p^+(z_i, z_j) dz_i dz_j,$$

adică :

$$M\{Z_i(-0)\cdot Z_j(-0)\} = M\{Z_i(+0)\cdot Z_j(+0)\} =$$

$$= M\{Z_i(0)\cdot Z_j(0)\} ; \; i, j = 1,2, \ldots, N$$

și deci :

$$R_Z(-0, -0) = R_Z(+0, +0) = R_Z(0, 0). \qquad (11)$$

Luînd ca bază egalitatea :

$$M\{[Z_i(t_1) - M\{Z_i(t_1)\}]\cdot[Z_j(t_2) - M\{Z_j(t_2)\}]\} =$$

$$= M\{Z_i(t_1)\cdot Z_j(t_2)\} - M\{Z_i(t_1)\}\cdot M\{Z_j(t_2)\},$$

echivalentă cu :

$$C_{ij}(t_1, t_2) = r_{ij}(t_1, t_2)\, m_i(t_1)\, m_j(t_2) ; \; i, j = 1,2, \ldots, N$$

și relațiile de continuitate (10) și (11), rezultă continuitatea, în momentul inițial, a funcției de autocovarianță :

$$C_Z(-0, -0) = C_Z(+0, +0) = C_Z(0, 0). \qquad (12)$$

Relațiile (11) și (12) sînt formulări ale teoremei condițiilor inițiale pentru funcțiile de autocorelație și, respectiv, de autocovarianță. În cazul particular al semnalelor deterministe relația (11) revine la egalitatea unor produse de tensiuni sau de curenți (de exemplu, $u_{Ci}(-0)\cdot u_{Cj}(-0) = u_{Ci}(+0)\cdot u_{Cj}(+0) = u_{Ci}(0)\cdot u_{Cj}(0)$). Mai mult, forma (12) a teoremei condițiilor inițiale, degenerează în cazul determinist la o identitate nulă. Pe de altă parte, în cazul regimurilor tranzitorii aleatoare, procedînd ca mai sus, teorema condițiilor inițiale poate fi scrisă și pentru medii statistice de ordin superior, deși formulările (10), (11) și (12) sînt practic suficiente.

2. Exemplu de aplicare a teoremei condițiilor inițiale în formă generalizată

Pentru exemplificare se vor face referiri la filtrul RC trece-jos din figura 1. În acest caz, utilizînd notația $a = 1/RC$, coeficienții din ecuațiile de stare sînt : $A = -a$, $B = a$, $C = 1$, $D = 0$. Contrar presupunerilor uzuale se consideră că, starea circuitului la momentul $t_0 = -0$ nu este complet precizată, cunoscîndu-se doar densitatea de probabilitate a tensiunii $z(-0) = y(-0)$ pe condensator, de exemplu :

$$p_{\bar{Y}}(y) = p_Y(y\,;\, -0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-y^2/2}. \qquad (13)$$

La momentul $t_0 = 0$, se aplică o treaptă de tensiune $x(t) = 1$ V la intrarea filtrului. Circuitul descris reprezintă un exemplu simplu de sistem dinamic cu condiții inițiale aleatoare [8]. Întrebarea uzuală „cît va fi tensiunea de ieșire la momentul t?" trebuie înlocuită cu

formularea "care va fi probabilitatea ca la momentul t, tensiunea de ieșire să se afle în cutare interval de valori?".

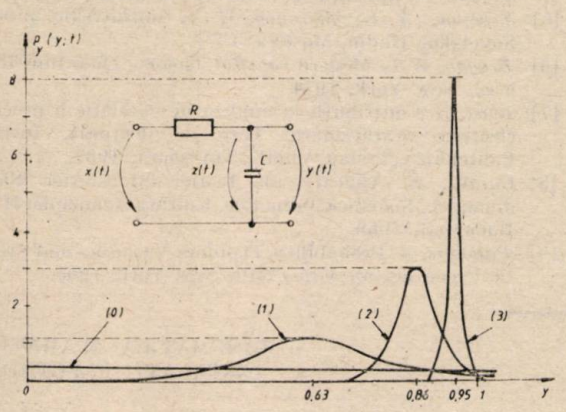


Fig. 1. Sistem dinamic simplu cu condiție inițială aleatoare și explicativă privind evoluția densității de probabilitate a mărimii de ieșire în regim tranzitoriu.

Ecuațiile de stare (7) și (8) se pot concentra, în cazul particular discutat, sub forma:

$$\dot{y}(t) = -a \cdot y(t) + a \cdot x(t), \tag{14}$$

iar soluția generală (9) devine:

$$\dot{y}(t) = e^{-at} \cdot y(0) + 1 - e^{-at}. \tag{15}$$

Aplicînd teorema condițiilor inițiale în forma generalizată (3) se poate scrie că densitatea de probabilitate a variabilei aleatoare $y(0)$ din relația (15) are tot expresia (13). Pe de altă parte, relația (15) este o transformare liniară de variabilă aleatoare și cu metodele cunoscute [9] rezultă pentru $y(t)$ densitatea de probabilitate:

$$p_y(y\,;\,t) = \frac{e^{at}}{\sqrt{2\pi}} \cdot e^{-(y-1+e^{-at})/(2\cdot e^{2-at})}. \tag{16}$$

Expresia (16) este reprezentată grafic în figura 1 pentru $t = 0$; $t = 1/a$; $t = 2/a$, respectiv pentru $t = 3/a$. Se poate constata că, pentru valori discrete ale produsului (at), funcția (16) este un șir reprezentativ δ [4, 5]:
$\lim p_Y(y\,;t) = \delta(y - 1)$. Relația (16) și figura 1 evidențiază că, pentru t crescător $at \to \infty$ valorile probabile ale lui $y(t)$ sînt tot mai grupate, pentru ca la limită să se obțină valoarea certă $y(\infty) = 1$. Această evoluție corespunde realității fizice: indiferent de starea de încărcare inițială; după un timp suficient de lung tensiunea pe condensator va fi 1 V. În figura 2 se prezintă evoluția tensiunii de ieșire în cinci situații distincte ce corespund unor încărcări inițiale ale condensatorului la tensiuni de -2V, -1V, 0V, 1V și respectiv 2V.

Valoarea medie a mărimii de ieșire se obține din (15), aplicînd teorema condițiilor inițiale în forma generalizată (10) și avînd în vedere că din (13) rezultă $M\{Y(-0)\} = m_y(-0) = 0$:

$$m_Y(t) = M\{Y(t)\} = e^{-at} m_Y(0) + 1 - e^{-at} =$$

$$= 1 - e^{-at}. \tag{17}$$

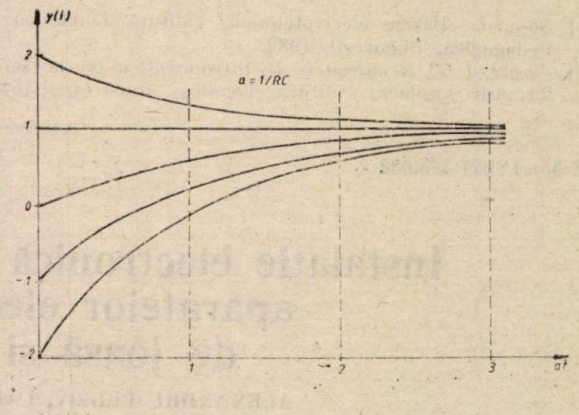


Fig. 2. Realizări particulare ale mărimii de ieșire pentru cinci condiții inițiale diferite.

Funcțiile de autocorelație și autocovarianță pot fi deduse pe baza relațiilor de definiție, dacă se ține seama că, în exemplul, $m_Y(-0) = 0$, $R_Y(-0,-0) = M\{Y^2(-0)\} = 1$. $C_Y(-9,-0) = M\{[Y(-0) - M\{Y(-0)\}]^2\} = 1$ și se aplică teorema condițiilor inițiale în formulările generalizate (11), respectiv (12). Rezultă astfel:

$$R_Y(t_1, t_2) = M\{Y(t_1)\,Y(t_2)\} = 2e^{-a(t_1+t_2)} - e^{-at_1} -$$

$$-e^{-at_2} + 1, \tag{18}$$

respectiv:

$$C_Y(t_1, t_2) = M\{[Y(t_1) - m_Y(t_1)][Y(t_2) -$$

$$-m_Y(t_2)]\} = e^{-at_1 - at_2}. \tag{19}$$

Se observă că, toate cele trei medii statistice au o comportare tranzitorie. În particular, covarianța (19) tinde spre zero pentru $t_1 \to \infty$ și $t_2 \to \infty$, ceea ce arată că semnalul de ieșire devine determinist odată cu „stingerea" efectului condițiilor inițiale aleatoare.

3. Concluzii

Teorema condițiilor inițiale în formulările clasice (1) și (2) nu poate fi aplicată decît în cazul determinist. Pentru condiții inițiale aleatoare se pot formula relații de continuitate a densităților de probabilitate și a mediilor statistice, formulări ce cuprind, ca un caz particular, egalitățile (1) și (2) cunoscute. Este posibil astfel un calcul unitar al regimu-

rilor tranzitorii deterministe și aleatoare. Importanța practică a generalizării teoremei rezidă în faptul că, din motive subiective sau obiective, în numeroase aplicații nu se cunosc cu certitudine condițiile inițiale, ci se dispune doar de anumite proprietăți statistice ale acestora.

Bibliografie

[1] *Șora, C.* Bazele electrotehnicii, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1982.

[2] *Jaeger, J. C., Newstead, G. H.* Introducere în teoria transformării Laplace, Editura Tehnică, București, 1971.

[3] *Stepanek, E.* Praktische Analyse linearer Systeme durch Faltungsoperationen, Akademieverlagsgesellschaft, Geest & Portig, Leipzig, 1976.

[4] *Kecs, S., Teodorescu, P.P.* Introducere în teoria distribuțiilor cu aplicații în tehnică, București, 1975.

[5] *Tihonov, V. I., Mironov, M. A.* Markovskie processy, Sovetskoe Radio, Moskva, 1977.

[6] *Brogan, W.L.* Modern Control Theory, Quantum Publishers, New York, 1974.

[7] *Ionel, S.* Contribuții la analiza de corelație a proceselor electrice nestaționare, Teză de doctorat, Institutul Politehnic „Traian Vuia", Timișoara, 1987.

[8] *Guiașu, S.* Aplicații ale teoriei informației. Sisteme dinamice. Sisteme cibernetice, Editura Academiei R.S.R., București, 1968.

[9] *Papoulis, A.* Probability, Random Variables and Stochastic Processes, Mc Graw-Hill, New York, 1965.

CZ 531.1 : 621.385.032

CINEMATICA APARATELOR
INSTALAȚII ELECTRONICE

Instalație electronică pentru studiul cinematicii aparatelor electrice de comutație de joasă și înaltă tensiune

ALEXANDRU PEICOV, LAURENȚIU BROBOANĂ* — CRAIOVA

Introducere

Este cunoscut rolul important al separatoarelor normale, respectiv al celor de sarcină în industria electrotehnică.

Din punct de vedere cinematic, timpul de închidere și capacitatea de rupere sînt elementele ce caracterizează separatoarele de sarcină.

Pentru optimizarea performanțelor separatoarelor de sarcină este utilă cunoașterea legii de dependență față de timp a cursei, $x = f_1(t)$, vitezei, $v = f_2(t)$, și accelerației, $a = f_3(t)$.

Deoarece funcționarea mecanismelor de acționare a separatoarelor se bazează pe transformarea în energie cinetică a energiei potențiale acumulate într-un resort, viteza liniară de deplasare a echipajului mobil nu este constantă, graficul ei de variație depinzînd de modul în care se realizează transformarea mai sus-amintită.

Autorii acestei lucrări și-au propus realizarea unui dispozitiv capabil să acumuleze date, cu care să se poată trasa punct cu punct graficul dependenței față de timp a vitezei liniare de deplasare a cuțitelor mobile.

Soluția adoptată de către autori se bazează pe îmbinarea dintre metoda fotografică și o instalație electronică de comandă a frecvenței de aprindere a unei lămpi cu xenon.

În principiu, instalația (figura 2) este compusă dintr-un aparat de fotografiat *1*, o lampă cu xenon *2* și partea electronică de comandă aferentă *3*.

Instalația electronică are posibilitatea de a genera impulsuri pentru aprinderea lămpii cu

Fig 1. Graficul dependenței de timp a vitezei liniare de deplasare a echipamentului mobil

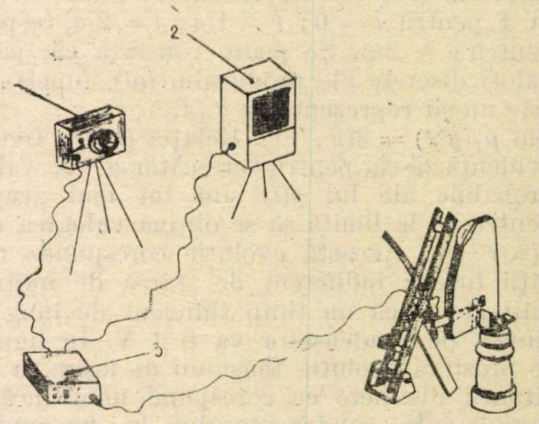


Fig. 2. Vedere de ansamblu a instalației.

* Dr. ing. *Peicov, Al.* este șef de lucrări la disciplina de Aparate Electrice, Catedra de Electrotehnică, Facultatea de Electrotehnică din Craiova, iar *Broboană, L.* este absolvent al Secției de Electromecanică, promoția 1989 din cadrul aceleiași facultăți.

xenon, numărul acestora pe durata de acționare a separatorului fiind stabilit automat de către aceeași instalație.

1. Descrierea instalației

Instalația a fost destinată pentru a lucra în următoarele etape :

— determinarea vitezei liniare medii de deplasare a echipamentului mobil ;

— fotografierea cuțitelor în mișcare (măsurarea propriu-zisă.

În prima etapă, comutatorul S se află pe poziția zero (0).

Impulsurile de tact obținute de la acest oscilator sînt aplicate unor numărătoare N_1 și N_2.

Sfîrșitul cursei echipametului mobil este semnalat de traductorul de poziție (format din fototranzistorul F_T și tranzistorul T_1) sub forma unei căderi din l logic în 0 logic a potențialului aplicat porții P_1. Aceasta inversează forma impulsului, astfel că la intrarea de reset R a circuitului basculant bistabil, se obține un l logic, care resetează bistabilul și blochează oscilatorul.

Numărul de impulsuri generate de oscilator, este memorat de către numărătoarele N_1 și N_2

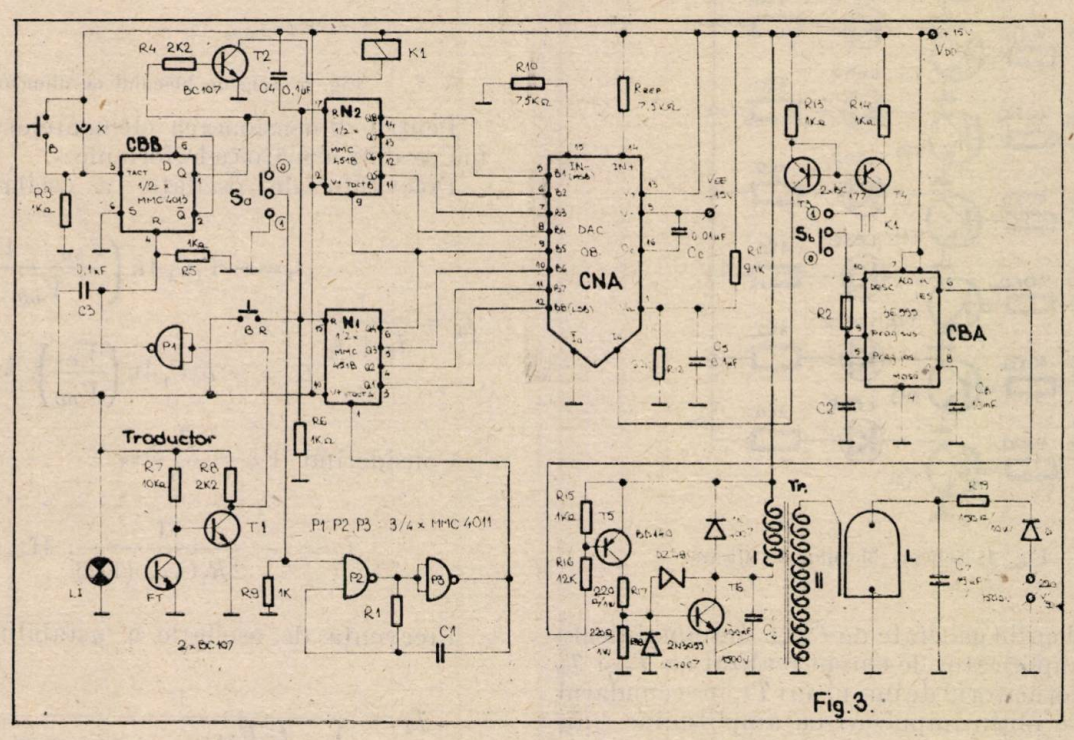


Fig. 3. Schema electronică detaliată.

Se dă comanda de acționare a separatorului prin intermediul butonului cu revenire B, comandă sesizată de circuitul basculant bistabil CBB prin intermediul intrării sale de tact, ca un front crescător ce provoacă basculareа acestuia. Nivelul de tensiune corespunzător lui l logic, ce apare la ieșirea Q a circuitului basculant bistabil, generează prin intermediul rezistenței $R4$ un curent amplificat de tranzistorul T_2, ce asigură anclașarea releului K_1. Un contact normal deschis al lui K_1 servește la închiderea circuitului prin bobina unui declanșator care dă comanda de închidere a separatorului.

Același l logic este aplicat prin intermediul secțiunii a a comutatorului S, uneia de intrările porții P_2 (al cărui potențial a fost menținut în 0 logic), faptul determinînd deblocarea oscilatorului realizat cu porțile P_2 și P_3, R_1, C_1. sub formă de combinație binară, proporțională cu viteza medie de închidere a separatorului. Această combinație este afișată prin intermediul unor amplificatoare de curent, realizate cu tranzistoarele T_7 — T_{14} și cu diodele electroluminescente LED1 8 și aplicată unui convertor numeric — analogic CNA care o convertește într-un curent I_0.

În a doua etapă, se trece comutatorul S pe poziția l și se manevrează separatorul, dîndu-i comanda de deschidere prin intermediul butonului de declanșare al aparatului foto. În urma apăsării acestui buton se aplică un potențial corespunzător lui l logic intrării de tact a bistabilului CBB, acesta basculează, iar releul K_1 anclașează, dînd comandă de acționare separatorului.

Un contact normal deschis al releului permite trecerea curentului I_0 generat de CNA, prin rețeaua R_2, C_2 și forțează încărcarea

liniară a lui C_2 prin R_2. Rezistența R_2 și condensatorul C_2 fac parte din configurația de circuit basculant astabil realizat cu un temporizator specializat β E 555. Astabilul CBA generează impulsuri a căror frecvență este dictată de acest curent și de valorile lui R_2, C_2.

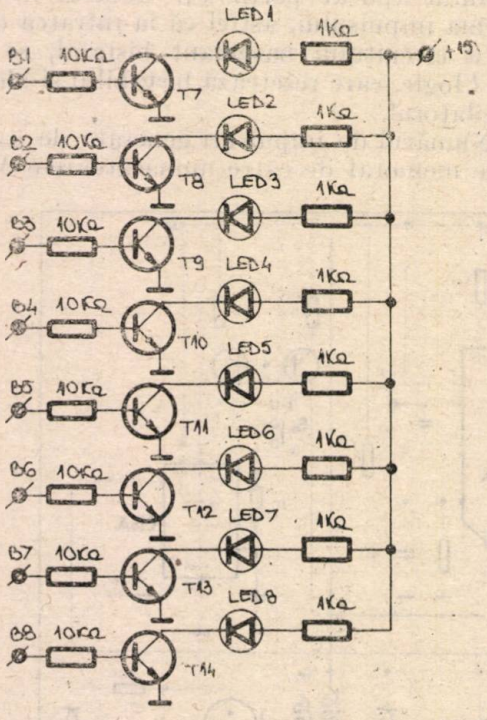


Fig. 4. Schema blocului de afișare.

Impulsurile generate de *CBA* sînt amplificate de un amplificator de curent realizat cu T_5 și T_6 și transformatorul de impulsuri *Tr*, în secundarul căruia se obțin impulsuri cu amplitudine suficientă pentru a amorsa lampa cu xenon.

Filmul din aparatul foto va fi impresionat numai cînd lampa va lumina, obținîndu-se un număr de poziții ale echipajului mobil egal cu numărul de impulsuri generat de astabilul *CBA*. La sfîrșitul cursei se resetează bistabilul *CBB*, alimentarea bobinei releului K_1 este întreruptă și, deci, și trecerea curentului I_0 spre rețeaua R_2, C_2, ceea ce blochează oscilarea astabilului *CBA*. S-a obținut un număr de impulsuri constant, indiferent de viteza de deplasare a echipamentului mobil.

Instalația a fost proiectată să realizeze la u plarea tensiunii de alimentare, pregătirea pentru măsurare, prin resetarea automată a numărătoarelor N_1 și N_2 și fixarea bistabilului *CBB* pe poziția de determinare a vitezei liniare medii. După efectuarea unei măsurători, numărătoarele N_1 și N_2 se resetează manual prin intermediul butonului fără reținere *B.R.* Întreaga instalație se alimentează de la o sursă de tensiune stabilizată.

Transformatorul de impulsuri *Tr* se realizează pe o carcasă fără miez și are 40 spire cu sîrmă de CuEm Ø 0,8 mm în primar și 3 500 spire cu sîrmă de CuEm Ø 0,1 mm în secundar.

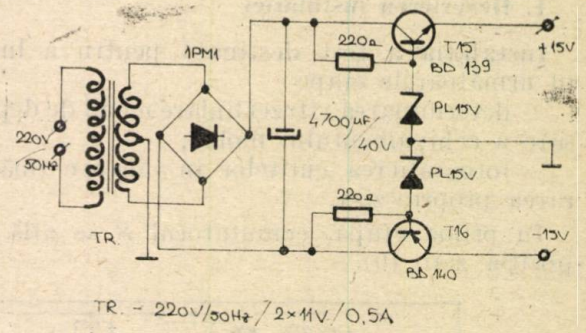


Fig. 5. Schema blocului de alimentare.

Pentru dimensionarea elementelor din schemă se dau următoarele formule:

Frecvența de oscilație a oscilatorului:

$$t_1 = -R_1C_1 \cdot \ln\left(\frac{V_{DD} - V_{tr.}}{V_{DD}}\right), \text{ s},$$

$$f_1 = \frac{1}{t_1 + t_2};$$

$$t_2 = -R_1C_1 \cdot \ln\left(\frac{V_{tr.}}{V_{DD}}\right), \text{ s}.$$

Considerînd $V_{tr.} = \frac{V_{DD}}{2} \Rightarrow$

$$f_1 = -\frac{1}{2R_1C_1 \cdot \ln(1/2)}, \text{ Hz}.$$

Frecvența de oscilație a astabilului *CBA*:

$$f_2 = \frac{1}{\frac{1}{3} \cdot \frac{C_2R_{REF}}{[D]} + 0{,}695 \cdot C_2R_2}, \text{ Hz}.$$

unde $[D]$ este un număr cuprins între ce reprezintă în sistemul zecimal, numărul memorat în N_1 și N_2.

Dimensionarea elementelor se face după următorul algoritm:

1. Se alege raza r a arcului de cerc pe care se deplasează traductorul, adică distanța față de axul cuțitului mobil, la care se montează traductorul;

2. Se alege valoarea mediană v_M a intervalului de viteze pe care le va putea măsura dispozitivul;

3. Considerînd că echipamentul mobil execută în timpul de închidere un sfert de cerc, se determină timpul cît se deplasează traductorul cu viteza v_M:

$$S = \frac{\pi \cdot r}{2}, \text{ m}; \quad t_M = \frac{S}{v_M} \Rightarrow t_M = \frac{\pi \cdot r}{2 \cdot v_M}, \text{ s}.$$

4. Se prestabilește ca instalația să genereze N impulsuri în timpul t_M; astfel, rezultă că frecvența f_2, a astabilului CBM-ului este :

$$f_2 = \frac{N}{t_M}, \text{ Hz.}$$

Din egalitatea :

$$\frac{N}{t_M} = \frac{1}{\frac{1}{3}\cdot\frac{C_2 R_{REF}}{[D]} + 0{,}695\cdot C_2\cdot R_2},$$

rezultă valoarea capacității C_2 stabilind prealabil o valoare pentru rezistența R_2, știind că R_{REF} se calculează pentru un curent de referință $I_{REF} = 2$ mA, iar valoarea lui $[D]$ se adoptă ca mediană, adică $[D] = 125$;

5. Se calculează frecvența f_1, a impulsurilor generate de oscilator, impunîndu-i acestuia să genereze în timpul t_M, 125 de impulsuri :

$$f_1 = \frac{125}{t_M} \text{ Hz.}$$

Din egalitatea :

$$\frac{125}{t} = -\frac{1}{R_1\cdot C_1\cdot \ln(1/2)},$$

rezultă valoarea capacității C_1, stabilind pentru R_1 valoarea de 1 KΩ.

În anexă este dat un tabel cu valorile frecvenței f_2 corespunzătoare combinației binare afișate de LED 1 LED 8.

Modul de prelucrare a datelor experimentale

Filmul impresionat cu pozițiile echipamentului mobil la momentele aprinderii lămpii cu xenon, se developează și se mărește la o mărime convenabilă în vederea măsurării deplasărilor realizate de un punct între 2 luminări succesive. Fie $L(m)$ — lungimea unui etalon introdus în cadru și 1 (mm) — lungimea pe film a acestui etalon.

Se definește scara lungimilor ca fiind raportul :

$$K = \frac{L}{l} \text{ m/mm.}$$

În continuare se măsoară deplasările, notate cu l_i, $i = 1-N$.

Valorile reale ale deplasărilor cuțitului mobil se calculează cu expresia :

$$L_i = K\cdot L_i \text{ m.}$$

Vitezele v_i pe intervalele de timp respective se obțin cu formula :

$$v_i = \frac{L_i}{t}; \quad t = \frac{1}{f_2}\,[s] \Rightarrow v_i = L_i\cdot f_2 \text{ m/s.}$$

Valorile calculate se trec într-un tabel și cu ajutorul lor se trasează graficul dependenței față de timp a vitezei liniare de deplasare a echipamentului mooil al separatorului.

De menționat că valorile v_i calculate, reprezintă vitezele medii pe intervalele $(t_{i+1} - t_i)$.

Concluzii

Prezenta instalație a fost proiectată și realizată pentru studiul cinematicii separatoarelor și scurtcircuitoarelor la care viteza contactului mobil nu depășește valoarea de 15 m/s.

Modificînd însă valorile elementelor de circuit conform algoritmului de dimensionare dat, instalația poate fi utilizată pentru studiul cinematicii aparatelor electrice de comutație la care viteza elementelor mobile este mai mare de 15 m/s.

Bibliografie

[1] *Peicov, Al., Tusaliu, P.* Aparate electrice, proiectare și construcție. Editura Scrisul Românesc, Craiova, 1988;
[2] *Peicov, Al.* Aparate Electrice. Reprografia Universității din Craiova, 1981;
[3] *** Manual de utilizare MICROELECTRONICA, Editura Tehnică București, 1982;

CZ 621.3.013 : 621.36

CÎMP MAGNETIC STAȚIONAR
METODA ELEMENTULUI FINIT

Un model hibrid pentru cîmpul magnetic staționar bidimensional

ION CÂRSTEA, SAUL PASĂRE* — CRAIOVA

Introducere

Modelarea numerică a cîmpului electromagnetic se face prin metode care se pot grupa în două clase : metode diferențiale și metode integrale. Din prima clasă fac parte metodele bazate pe diferențe finite și metoda elementului finit. Esența metodelor diferențiale constă în discretizarea domeniului în care se face analiza cîmpului și aproximarea fie a operatorilor diferențiali (metode cu diferențe finite), fie aproximarea funcției necunoscute (metoda elementului finit — MEF). În metodele integrale se discretizează frontiera domeniului de cîmp și din această clasă, un interes crescînd cunoaște metoda elementelor finite de frontieră (MEFR). Esența acestei metode constă în discretizarea frontierei domeniului în care se face analiza cîmpului și aproximarea funcției necunoscute în fiecare element finit de frontieră.

Fiecare clasă de metode prezintă avantaje și dezavantaje. De exemplu MEFR, comparativ cu MEF oferă avantajul reducerii dimensiunii problemei de cîmp cu o unitate, ceea ce implică mai puțină memorie în cazul unor algoritmi numerici implementați pe calculatoare numerice.

În lucrările de specialitate au apărut formulări mixte sau hibride ale problemelor de analiză a cîmpului electromagnetic care constau în combinarea eficientă a cîte două metode. În lucrările [2, 3] se propune utilizarea combinată a MEF și MEFR pentru analiza cîmpului electromagnetic, folosindu-se eficient avantajele fiecărei metode. Astfel, MEF se aplică în subdomenii ale cîmpului unde este necesară o discretizare fină a domeniului de analiză și interesează soluția problemei în „domeniu" cu o precizie ridicată.

În subdomenii ale cîmpului cu variație lentă a potențialului (cîmpul este aproape uniform) se utilizează MEFR. Utilizarea combinată a celor două metode are ca scop final realizarea unui program de calcul care asigură precizia dorită în punctele unor subdomenii, cu micșorarea necesarului de memorie și a timpului — calculator.

În prezenta lucrare se elaborează un model hibrid al cîmpului magnetic staționar în spațiul bidimensional bazat pe folosirea combinată a MEF și MEFR, atît pentru problema de cîmp plan — paralel a potențialului magnetic vector A, cît și pentru problema de cîmp plan — meridian a potențialului magnetic modificat U.

* Universitatea Craiova, Facultatea de Electrotehnică.

1. Formularea problemei

Se consideră cazul cîmpului magnetic staționar, în medii fixe, liniare, izotrope, neomogene și nemagnetizate permanent. Modelul matematic este o ecuație cu derivate parțiale de tip Poisson :

$$\nabla(\nu\nabla\bar{A}) = -\bar{J}, \tag{1}$$

cu : $\bar{A}$ — potențial magnetic vector ; $\bar{J}$ — vectorul densității de curent. În subdomeniile de cîmp lipsite de conductoare parcurse de curent electric de conducție ($J = 0$), relația (1) devine o ecuație Laplace. Analiza cîmpului se face într-un domeniu Ω cu frontiera $\Gamma = \Gamma_1 \cup \Gamma_2$.

În cazul cîmpului bidimensional plan — paralel, potențialul magnetic devine o funcție scalară orientată după axa z, iar în problemele de cîmp plan — meridiane, orientată după direcția θ. În acest paragraf se consideră problema cîmpului plan — paralel cînd ecuația (1) ia forma :

$$\frac{\partial}{\partial x}\left(\nu\frac{\partial A}{\partial x}\right)+\frac{\partial}{\partial y}\left(\nu\frac{\partial A}{\partial y}\right)=-J. \tag{2}$$

Formularea corectă a problemei necesită precizarea condițiilor la limită (de frontieră) care pot fi, de tip Dirichlet :

$$A(x,y)\Big|_{\Gamma_1} = f(x,y), \tag{3}$$

de tip Neumann :

$$\frac{\partial A}{\partial n}\Big|_{\Gamma_2} = g(x,y), \tag{4}$$

sau de tip mixt (Caughy) :

$$\left(\frac{\partial A}{\partial n}+\gamma A\right)\Big|_{\Gamma_2} h(x,y), \tag{5}$$

unde f, g, h, γ sînt funcții cunoscute, iar n este normala exterioară la frontiera domeniului.

2. Modelul hibrid

Domeniul plan Ω în care se calculează cîmpul se împarte în două domenii Ω_1 și Ω_2 $\Omega = \Omega_1 \cup \Omega_2$ cu frontiera comună $\Gamma_{12} = \Omega_1 \cap \Omega_2$. Domeniul Ω_2 se alege astfel încît să fie liber de surse (ecuație tip Laplace), alegere totdeauna posibilă prin stabilirea frontierei Γ_{12} astfel ca toate sursele cîmpului să se afle în Ω_1.

În domeniul Ω_1, analiza numerică a cîmpului se face prin metoda elementului finit, iar în domeniul Ω_2 — prin metoda elementelor de frontieră.

2.1. Ecuațiile metodei elementului finit

Domeniul Ω_1 se discretizează în subdomenii (elemente) finite Ω^e, care, în general, pot avea

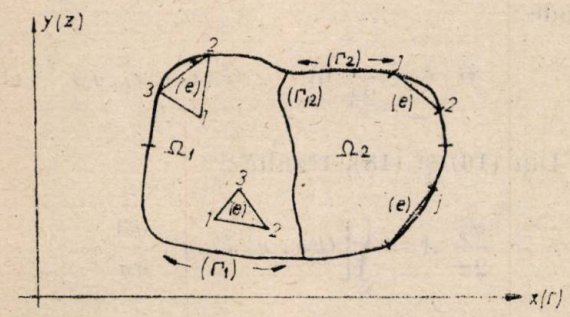


Fig. 1

orice formă. În cele ce urmează se consideră elemente triunghiulare de ordinul întîi; la nivelul fiecărui element „e" se aproximează funcția necunoscută prin:

$$A^e(x,y) = a + bx + cy. \tag{6}$$

Scriind funcția (6) pentru cele trei noduri 1,2,3 ale triunghiului, se deduc expresiile pentru a, b, c care, înlocuite în (6), conduc la:

$$A^e = (x,y) = \sum_{i=1}^{3} N_i(x, y)\, A_i = [N(x, y)]\{A\}, \tag{7}$$

cu vectorul linie $[N]$ avînd componentele funcții de interpolare (sau formă), iar vectorul coloană {A}, cu componentele valori nodale ale lui A. Pentru Ni rezultă expresiile [1]:

$$N_i = \frac{(a_i + b_i x + c_i y)}{2 \cdot D^e}, \quad i = 1,2,3, \tag{8}$$

cu a_i, b_i, c_i constante care depind de coordonatele vîrfurilor triunghiului, iar D^e este aria triunghiului.

Pentru deducerea ecuațiilor elementale există două metode: una bazată pe formularea variațională a problemei de cîmp, descrisă de ecuația (2), a doua metodă, mai generală, folosește principiul lui Galerkin de minimizare a reziduului aproximării (7).

Se va aborda metoda lui Galerkin. Astfel, înlocuirea lui A^e în (2) conduce la un reziduu (eroare) de forma:

$$R = \frac{\partial}{\partial x}\left(\nu \frac{\partial A^e}{\partial x}\right) + \frac{\partial}{\partial y}\left(\nu \frac{\partial A^e}{\partial y}\right) + J, \tag{9}$$

care se minimizează folosind ca funcții ponderea chiar N_i, adică:

$$\int_{\Omega^e} R\, N_i\, d\Omega^e = 0, \quad d\Omega^e = dx\, dy. \tag{10}$$

Din (9) și (10), folosind formula lui Green rezultă:

$$\int_{\Omega^e} \nu \left(\frac{\partial Ni}{\partial x}\frac{\partial A^e_i}{\partial x} + \frac{\partial N_i}{\partial y}\cdot\frac{\partial A^e}{\partial y}\right) d\Omega^e - \int_{\Gamma^e} \nu\, N_i \frac{\partial A^e}{\partial n}\, d\Gamma^e = \int_{\Omega^e} N_i J d\Omega^e, \tag{11}$$

cu Γ^e frontiera elementului „e".

În ipoteza că mediul magnetic într-un element este omogen, ipoteză valabilă prin alegerea în mod corespunzător a discretizării domeniului Ω_1, primul termen din (11) devine egal cu $K^e\{A\}^e$, unde matricea $[K]^e$ de dimensiune 3×3 are componentele:

$$Kj^e_i = \frac{\nu^e}{4D^e}(b_i b_j + c_i c_j). \tag{12}$$

Al doilea termen din (11) este diferit de zero numai cînd triunghiul are o latură pe frontiera Γ_2 pe care sînt precizate condiții Neumann neomogene (4). În ipoteza că latura „23" se află pe frontiera Γ_2, rezultă, pentru nodul 2:

$$\nu^e \int_{\Gamma_2^e} \left(\frac{\partial A^e}{\partial n}\right) N_i\, d\Gamma^e = \nu^e g^e \int_{\Omega_e^2} N_i\, d\Gamma^e = \nu^e g^e \frac{l_{23}}{2}$$

și, similar, pentru nodul 3, unde l_{23} este lungimea laturii 23. La nivelul unui element, termenul al doilea din (11) conduce la un vector:

$$\{g\} = \nu^e g^e \begin{Bmatrix} 0 \\ l_{23/2} \\ l_{23/2} \end{Bmatrix}.$$

Membrul drept din (11), în ipoteza că $J = J^e = \text{const}$, în interiorul unui element, se aproximează prin:

$$\int_{\Omega^e} J^e N_i d\Omega^e = J^e \int_{\Omega^e} N_i \, d\Omega^e = \frac{J^e D^e}{3}.$$

În ipoteza unei variații liniare pentru J într-un element, adică:

$$J^e = [N]\{J\},$$

rezultă:

$$\int_{\Omega^e} J^e N_i \, d\Omega^e = \int_{\Omega^e} N_i [N]\{J\} \, d\Omega^e =$$

$$= \{J\} \int_{\Omega^e} N_i [N] d\Omega^e = F^e \{J\},$$

cu matricea F^e de dimensiuni 3×3 având componentele:

$$f_{ij} = \int_{\Omega^e} N_i N_j \, d\Omega^e = \frac{D^e}{12}(1 + \delta_{ij}),$$

δ_{ij} — simbolul lui Kronecker.

Expresia (11) se poate scrie sub formă matriceală:

$$K^e\{A\}^e - \{g\}^e = F^e\{J\}, \qquad (15)$$

sau:

$$K^e\{A\}^e = \{R\}^e, \quad \{R\}^e = \{g\}^e + F^e\{J\}.$$

Scriind ecuația (15) pentru fiecare element finit și asamblînd aceste ecuații rezultă un sistem algebric de aceeași formă cu (15). Necunoscutele problemei sînt valorile lui A în nodurile triunghiurilor și ale lui $\frac{\partial A}{\partial n}$ pe frontiera Γ_{12}.

2.2. Ecuațiile metodei elementelor finite de frontieră

În domeniul Ω_2, în care se aplică metoda elementelor finite de frontieră, se transformă problema la limită pentru ecuația Laplace într-o ecuație integrală de frontieră, fie pe baza unor echivalențe fizice, fie prin aplicarea directă a formulelor lui Green, care, pentru cîmpuri de scalari, ia forma:

$$\int_{\Omega} (u\Delta v - v\Delta u) \, d\Omega = \int_{\Gamma} \left(u \frac{\partial v}{\partial n} - v \frac{\partial u}{\partial n} \right) d\Gamma. \qquad (16)$$

În domeniul Ω_2, unde este valabilă ecuația lui Laplace, se definește funcția G astfel ca:

$$\Delta G = \delta(r), \qquad (17)$$

unde:

$$r = (x - x_0)^2 + (y - y_0)^2,$$

cu (x_0, y_0) — punctul-sursă, iar (x,y) punctul din Ω_2 în care se calculează cîmpul. Multiplicînd (17) cu A și ecuația lui Laplace cu G, scăzînd aceste expresii și integrînd pe Ω_2 se obține [2]:

$$\int (G\Delta A - A\Delta G) d\Omega = -\int_{\Omega_2} A \cdot \delta(r) \, d\Omega, \qquad (18)$$

unde:

$$G = -\frac{1}{2\pi} \ln r = G(x, y \mid x_0, y_0). \qquad (19)$$

Din (16) și (18), rezultă:

$$\frac{\alpha_p}{2\pi} A = \int_{\Gamma} \left[G(x, y \mid x', y') \frac{\partial A}{\partial n} - \right.$$

$$\left. - A(x' y') \frac{\partial G(x, y \mid x', y')}{\partial n} \right] d\Gamma, \qquad (20)$$

cu α_p — unghiul plan sub care se vede curba-frontieră Γ din punctul $P(x,y)$. Acest unghi α_p este π cînd $P(x,y) \in \Gamma$ și 2π cînd $P(x,y) \in \Omega_2$.

Metoda elementelor de frontieră constă în discretizarea frontierei ce delimitează domeniul Ω_2 în elemente finite de un anumit ordin, la nivelul fiecărui element aproximîndu-se funcția A printr-o funcție A^e. Se alege în (20) punctul P pe frontieră și se determină necunoscutele $\frac{\partial A}{\partial n}$ și A prin rezolvarea numerică a ecuației (20). Cu aceste valori, calculate cu aceeași formulă (20) se calculează potențialul A în orice punct al domeniului.

Luînd un punct curent j pe frontieră, care s-a discretizat în m elemente, din (20) rezultă

$$\alpha_p A_j = \sum_{e=1}^{m} \left[\int_{\Gamma^e} \left(\frac{\partial A^e}{\partial n} \right) G(x_j, y_j \mid x^e, y^e) \, d\Gamma^e \right.$$

$$\left. - A^e \int_{\Gamma^e} \frac{\partial}{\partial n} G(x_j, y_j \mid x^e, y^e) d\Gamma^e \right]. \qquad (21)$$

În funcție de tipul elementelor de frontieră alese, termenii din (21) se pot evalua analitic sau numeric [2].

Alegînd elemente liniare adică :

$$A^e = \sum_{i=1}^{2} N_i(\xi) A_i, \quad \frac{\partial A^e}{\partial n} = \sum_{i=1}^{2} N_i(\xi) \left(\frac{\partial A^e}{\partial n}\right)_i,$$

cu :

$$N_1 = 1-\xi, \quad N_2 = \xi, \quad \xi \in (0,1),$$

ecuaţia (21) ia forma :

$$\alpha_{p,j} A_j = \sum_{e=1}^{m} \sum_{i=1}^{2} \left\{ A_i^e \int_{\Gamma^e} N_i(\xi) \frac{\partial}{\partial n} \ln[(x_j - x_e)^2 + \right.$$

$$+ (y_j - y_e)^2]^{1/2} d\Gamma^e - \frac{\partial A_e^i}{\partial n} \int_{\Gamma^e} N_i \ln(x_j - x_e)^2 +$$

$$\left. + (y_j - y_e)^2]^{1/2} d\Gamma^e. \right. \qquad (22)$$

Scriind expresia (22) pentru fiecare nod al frontierei domeniului P_2, rezultă în final un sistem de ecuaţii de forma :

$$H\{A\}_2 - G\left\{\frac{\partial A}{\partial n}\right\}_2 = 0, \qquad (23)$$

în care necunoscutele problemei sînt valorile lui A şi ale lui $\frac{\partial A}{\partial n}$ în anumite puncte ale frontierei.

Cuplarea directă a ecuaţiilor din domeniul Ω_1, de forma (15) şi a celor din domeniul Ω_2, de forma (23) se face utilizînd condiţiile de interfaţă la frontiera Γ_{12}. Vectorii $\{A\}$ din cele două ecuaţii au în comun valorile potenţialelor în nodurile care se află pe Γ_{12}, notate cu $\{A\}_1^{12}$, respectiv $\{A\}_2^{12}$. Condiţia pe care trebuie s-o verifice aceste componente este :

$$\{A\}_1^{12} = \{A\}_2^{12}. \qquad (24)$$

În mod similar, componentele lui $\frac{\partial A}{\partial n}$ pe frontiera Γ_{12} verifică relaţia :

$$\left\{\frac{\partial A}{\partial n}\right\}_1^{12} = -\left\{\frac{\partial A}{\partial n}\right\}_2^{12}. \qquad (25)$$

3. Analiza cîmpului magnetic de dispersie în transformatoare

Se consideră problema analizei numerice a cîmpului magnetic de dispersie în transformatoare. Domeniul Ω este format din fereastra unui transformator (fig. 2) în care condiţiile pe frontiera domeniului sînt tip Neumann omogene (cazul cuvei neecranate).

Cîmpul fiind cu simetrie axială, se utilizează coordonatele cilindrice r, z, θ, care conduc la ecuaţia de tip Poisson :

$$\frac{\partial}{\partial z}\left(\nu \frac{\partial A}{\partial z}\right) + \frac{\partial}{\partial r}\left(\frac{\nu}{r}\frac{\partial}{\partial r}(rA)\right) = -J, \qquad (26)$$

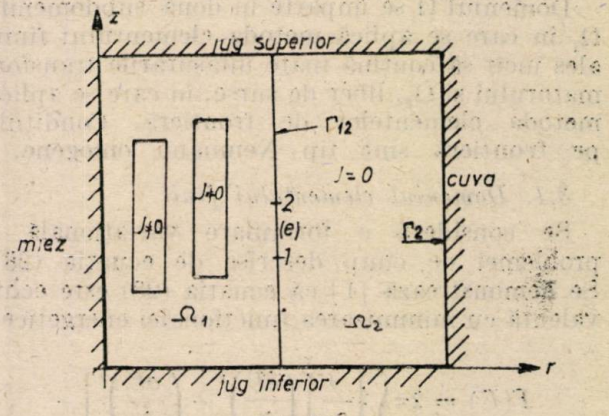


Fig. 2

unde potenţialul magnetic vector ca şi densitatea curentului electric de conducţie posedă componente numai după direcţia θ, adică :

$$\bar{A} = A \cdot \bar{n}_\theta, \quad \bar{J} = J \cdot \bar{n}_\theta.$$

Ca urmare, vectorii H şi B au componenţe numai în planul $r-z$.

În cazul mediilor fixe, liniare, izotrope, omogene şi nemagnetizate permanente, ecuaţia cîmpului magnetic plan — meridian (26) devine :

$$\frac{\partial^2 A}{\partial z^2} + \frac{\partial^2 A}{\partial r^2} + \frac{1}{r}\frac{\partial A}{\partial r} - \frac{A}{r^2} = -\mu J, \qquad (27)$$

dedusă în ipoteza $\nu = \frac{1}{\mu} = \text{const.}$

Ecuaţia (27) se scrie, corespunzător potenţialului magnetic modificat $U = rA$, sub forma :

$$\frac{\partial}{\partial z}\left(\frac{\nu}{r}\frac{\partial U}{\partial z}\right) + \frac{\partial}{\partial r}\left(\frac{\nu}{r}\frac{\partial U}{\partial r}\right) = -J. \qquad (28)$$

Condiţiile pe frontiera domeniului $\Gamma = \Gamma_1 \cup \Gamma_2$ pot fi de tip Dirichlet :

$$U\Big|_{\Gamma_1} = f(r, z), \qquad (29)$$

sau Neumann :

$$\frac{\partial U}{\partial n}\Big|_{\Gamma_2} = Q(r, z), \qquad (30)$$

unde derivata după normala $\bar{n}$ exterioară domeniului Ω înseamnă:

$$\frac{\nu}{r}\frac{\partial U}{\partial r}n_r + \frac{\nu}{r}\frac{\partial U}{\partial z}\cdot n_z = f_N(r,z), \qquad (31)$$

cu n_r și n_z cosinușii directori ai normalei

Domeniul Ω se împarte în două subdomenii: Ω_1 în care se aplică metoda elementului finit, ales încît să conțină toate înfășurările transformatorului și Ω_2, liber de surse, în care se aplică metoda elementelor de frontieră. Condițiile pe frontieră sînt tip Neumann omogene.

3.1. Domeniul elementului finit

Se consideră o formulare variațională a problemei de cîmp descrise de ecuația (28). Se demonstrează [1] că ecuația (28) este echivalentă cu minimizarea funcționalei energetice:

$$F(U) = 2\pi\int_{\Omega_1}\left\{\frac{\nu}{2r}\left[\left(\frac{\partial U}{\partial z}\right)^2+\left(\frac{\partial U}{\partial r}\right)^2\right]-JU\right\}dz\,dr - 2\pi\int_{\Gamma_2+\Gamma_{12}}\frac{\nu}{r}\frac{\partial U}{\partial n}U\,d\Gamma, \qquad (32)$$

unde Γ_{12} este frontiera comună domeniilor Ω_1 și Ω_2 (fig. 2).

Se discretizează domeniul Ω_1, în elemente finite triunghiulare de ordinul întîi, adică, la nivelul fiecărui element se aproximează funcția U prin:

$$U^e(r,z) = \sum_{i=1}^{3} N_i(r,z)U_i = [N]^e\{U\}^e, \qquad (33)$$

cu funcțiile de formă N_i, avînd aceeași expresie ca în cazul cîmpului plan — paralel:

$$N_i = \frac{a_i + b_i z + c_i r}{2\cdot D^e} \qquad (34)$$

și cu aceleași semnificații pentru a_i, b_i, c_i, și D^e.

Funcționala (32), pentru elementul generic (e) ia forma:

$$F(U^e) = 2\pi\int_{\Omega^e}\left\{\frac{\nu}{2r}\left[\cdot\left(\frac{\delta U^e}{\partial z}\right)^2+\left(\frac{\partial U^e}{\partial r}\right)^2\right]dr dz - 2\pi\int_{\Omega^e}J\cdot U^e\,dr dz - 2\pi\int_{\Gamma_2+\Gamma_{12}^e}\frac{\nu}{r}\left(\frac{\partial U^e}{\partial n}\right)U^e d\Gamma^e. \qquad (35)$$

Condiția de staționaritate pentru funcționala (32) este echivalentă cu $\frac{\partial F}{\partial U_i}=0$, adică la nivelul unui element:

$$2\pi\int_{\Omega^e}\frac{\partial}{\partial U_i}\left\{\frac{\nu}{2r}\left[\left(\frac{\partial U^e}{\partial z}\right)^2+\left(\frac{\partial U^e}{\partial r}\right)^2\right]dr\,dz - 2\pi\int_{\Omega^e}J\cdot\frac{\partial U^e}{\partial U_i}dr\,dz - 2\pi\int_{\Gamma_2^e+\Gamma_{12}^e}\left(\frac{\nu}{r}\frac{\partial U^e}{\partial n}\right)\cdot\frac{\partial U^e}{\partial U_i}d\Gamma^e = 0. \qquad (36)$$

În ipoteza unor domenii elementele mici se adoptă aproximările $\nu = \nu^e = \text{const}$,

$$\int_{\Omega^e}(\,)\frac{dr\,dz}{r} \simeq \frac{1}{r_e}\int_{\Omega^e}(\,)\,dr\,dz \qquad (37)$$

cu:

$$r_e = \frac{1}{3}\sum_{i=1}^{3} r^e.$$

Astfel, pentru primul termen din (36), rezultă:

$$\frac{2\pi\nu^e}{r_e}\int_{\Omega^e}\left(\frac{\partial N_i}{\partial z}\left[\frac{\partial N}{\partial z}\right]^e\{U\}^e + \frac{\partial N_i}{\partial r}\left[\frac{\partial N}{\partial r}\right]^e\{U\}^e\right)dr\,dz = \frac{\pi\nu^e}{r_e(2D^e)}\sum_{j=1}^{3}(b_ib_z + c_ic_q)\,U_j \qquad (38)$$

În mod similar, termenul al doilea din (36) în ipoteza că în triunghiul „e", $J = J^e = \text{const}$, devine:

$$\int_{\Omega^e}J\frac{\partial U^e}{\partial U_i}dr\,dz \simeq J^e\int_{\Omega^e}N_i\,dr\,dz = \frac{J^eD^e}{3}.$$

În ipoteza adoptată, termenul al treilea din (36) este diferit de zero numai pentru acele triunghiuri care au o latură pe frontiera Γ_{12}, unde există condiții Neumann neomogene $\left(\frac{\partial U}{\partial n} = Q \neq 0\right)$.

$$2\pi\int_{\Gamma_{12}^e}\left(\frac{\nu}{r}\frac{\partial U^e}{\partial n}\right)N_i dr\,dz = 2\pi\int_{\Gamma_{12}^e}QN_i dr\,dz \simeq 2\pi Q^e\int_{\Gamma_{12}^e}N_i dr\,dz = 2\pi Q^e\cdot\frac{l_{12}}{2},$$

cu l_{12} lungimea laturii 12 a elementului care are această latură pe frontiera Γ_{12}.

Ca urmare ecuația (36) se scrie matriceal:

$$K^e\{U\}^e - \{F\}^e - \{Q\}^e = 0, \qquad (39)$$

cu matricea $K^e(3\times 1)$ și vectorii $\{F\}^e$ și $\{Q\}^e$, de dimensiuni 3×1, avînd componentele:

$$k_{ij}^e = \frac{\pi\nu^e}{r_c(2D^e)}(b_ib_j + c_ic_j); \quad f_i^e = 2\pi\frac{J^eD^e}{3};$$

$$Q_i^e = \pi Q^e l_{12}.$$

Scriind ecuațiile (39) pentru toate triunghiurile domeniului Ω_2, rezultă un sistem de forma:

$$K\{U\} - \{F\} - \{Q\} = 0, \qquad (40)$$

unde necunoscute sînt valorile lui U în nodurile rețelei de discretizare și componentele lui Q de pe frontiera Γ_{12}.

3.2 Domeniul elementelor de frontieră

În acest domeniu este valabilă ecuația lui Laplace. Se consideră o discretizare a frontierei acestui domeniu prin elemente formate din segmente de dreaptă pentru care se presupun variații liniare pentru A și $\frac{\partial A}{\partial n}$.

În cazul cîmpului plan — meridian, relația integrală (20), pentru potențialul modificat $U = r'A$ ia forma:

$$\frac{\alpha_p}{2\pi}\frac{U}{r} = \int_\Gamma \left[(r'G)\frac{1}{r'}\frac{\partial U(r',z')}{\partial n} - \frac{U}{r'}\frac{\partial(r'G)}{\partial n}\right] d\Gamma, \qquad (41)$$

cu G funcția lui Green în problema plan — meridiană pentru domenii infinite [1]:

$$G(r,z\,|\,r',z') = \frac{1}{2\pi}\int_0^\pi \frac{\cos\theta\, d_\theta}{[r^2+r'^2+(z-z')^2-2rr'\cos\theta]^{1/2}} =$$

$$= \frac{1}{\pi d}\left[\left(\frac{2}{k^2}-1\right)\cdot K_{(k)} - \frac{2}{k^2}E_{(k)}\right],$$

$$d = [(r+r')^2 + (z-z')^2]^{1/2},$$

$$K_{(k)} = \int_0^{\pi/2}\frac{d\theta}{(1-k^2\sin^2\theta)^{1/2}}, \qquad k = \frac{2}{d}\sqrt{rr'},$$

$$E_{(k)} = \int_0^{\pi/2}(1-k^2\sin^2\theta)^{1/2}\, d\theta. \qquad (42)$$

Se introduce funcția $V = r'G$ care simplifică relația (41):

$$\frac{\alpha_p}{2\pi}\frac{U}{r} = \int_\Gamma \frac{1}{r'}\left(V\frac{\partial U}{\partial n} - U\cdot\frac{\partial V}{\partial n}\right) d\Gamma. \qquad (43)$$

În fiecare element de frontieră (e), definit de nodurile 1,2 se aproximează funcția necunoscută U prin:

$$U^e = \sum_{i=1}^{2} N_i(\xi)U_i, \qquad (44)$$

cu:

$$N_1(\xi) = 1-\xi, \quad N_2(\xi) = \xi, \quad \xi\in(0,1).$$

Ca urmare, atît coordonatele geometrice r,z, cît și funcția de potențial modificat și derivata ei normală, se aproximează la nivelul elementului de frontieră „e" prin:

$$r^e = \sum_{i=1}^{2} N_i(\xi)\, r_i^e, \quad z^e = \sum_{i=1}^{2} N_i(\xi) z_i^e, \qquad (45)$$

$$U^e = \sum_{i=1}^{2} N_i(\xi)\, U_i, \quad \frac{\partial U^e}{\partial n} = \sum_{i=1}^{2} N_i(\xi)\left(\frac{\partial U^e}{\partial n}\right)_i. \qquad (46)$$

Ecuația integrală de frontieră, pentru un nod curent de pe frontieră notat cu j, se exprimă ca o sumă de integrale elementale astfel:

$$\frac{\alpha_j}{2\pi}\frac{U_j}{r_j} = \sum_{e=1}^{m}\int_{\Gamma^e}\left[V(r_j,z_j\,|\,r^e,z^e)\frac{1}{r^e}\sum_{i=1}^{2}N_i(\xi)\left(\frac{\partial U^e}{\partial n}\right)_i - \right.$$

$$\left. - \frac{1}{r^e}\frac{\partial V(r_j,z_j\,|\,r^e,z^e)}{\partial n}\sum_{i=1}^{2}N_iU_i\right] d\Gamma^e, \qquad (47)$$

sau:

$$\frac{\alpha_j}{2\pi}\frac{U_j}{r_j} = \sum_{e=1}^{m}\sum_{i=1}^{2}\left[\left(\frac{\partial U^e}{\partial n}\right)_i\int_{\Gamma^e}N_i\frac{V(r_j,z_j\,|\,r^e,z^e)}{r^e}\, d\Gamma^e - \right.$$

$$\left. - U_i^e\int_{\Gamma^e}\frac{N_i}{r^e}\frac{\partial}{\partial n}V(r_j,z_j\,|\,r^e,z^e)\, d\Gamma^e\right], \qquad (48)$$

cu m numărul de elemente în care s-a discretizat frontiera. În evaluarea integralelor din (48) se va avea în vedere că:

$$\int_{\Gamma^e}(\;)\, d\Gamma^e = \int_0^1(\;)Z d\xi,$$

unde Z este iacobianul transformării (46). Calculul acestor integrale se face prin metode de integrare numerică.

Scriind relația (48) pentru fiecare nod j de pe frontieră se obține un sistem de ecuații de forma :

$$C\left\{\frac{\partial U}{\partial n}\right\}_2 - D\{U\}_2 = o, \qquad (49)$$

unde vectorul {U} are componente valorile lui U în nodurile elementelor de frontieră iar $\left\{\frac{\partial U}{\partial n}\right\}$ valorile derivatei normale pe frontiera Γ_{12} unde condițiile pe frontieră sînt tip Neumann neomogene. Indicele 2 din (49) specifică referirea la domeniul Ω_2.

Cuplarea ecuațiilor (40) și (49) se face prin condițiile de interfață (24) și (25).

4. Concluzii

În lucrare s-a prezentat un model numeric pentru analiza cîmpului magnetic staționar în spațiul bidimensional. Procedura prezentată oferă avantajul reducerii dimensiunii sistemului de ecuații algebrice ce determină cîmpul magnetic într-un domeniu Ω dat.

În zonele de interes din Ω se poate utiliza metoda elementului finit care, prin rafinarea discretizării, permite un calcul mai precis al cîmpului.

În cazul cîmpului de dispersie în transformatoare, între înfășurări și cuvă se poate folosi metoda elementelor de frontieră, iar calculul într-un punct din acest domeniu se face cu formula lui Green. Alegerea elementelor finite de frontieră este impusă de precizia de calcul. Cu aproximații bune, care conduc la un algoritm de calcul simplu, se pot folosi elemente finite de ordin zero, caracterizate de un singur nod (cel median), în care evaluarea termenilor integrali din (47) se poate face analitic [1].

Bibliografie

[1] *Mîndru, Gh., Rădulescu, M. M.* Analiza numerică a cîmpului electromagnetic, Editura Dacia, Cluj-Napoca, 1986.

[2] *Cristina, S., Di Napoli, A.* Combination of finite and boundary elements for magnetic field analysis. In : IEEE Transactions on magnetics, vol. **MAG — 19**, NO. 6, Nov. 1983.

[3] *Salon, S. J., Schneider, J. M.* A hybrid finite element — boundary integral. In : IEEE Transactions on. Mag, vol. **MAG—17**, No. 6, November 1981.

CZ 65.014 : 658.5

RAȚIONALIZARE FABRICAȚIE
METODA „ANALIZA VALORII"

Raționalizarea proceselor de fabricație cu ajutorul metodei „analiza valorii"

PETRE—CORNELIU HÂRȘOVESCU* — BUCUREȘTI

1. Scurt istoric și noțiuni introductive

Metoda denumită „analiza valorii" a apărut spre mijlocul secolului XX, avînd ca principal scop creșterea competitivității produselor.

Inițiatorul acestei tehnici, L. Miles, a utilizat-o la reproiectarea constructivă a produselor existente.

Aplicată cu succes, metoda s-a extins treptat în majoritatea țărilor dezvoltate industrial, cît și într-o serie de țări socialiste, între care se află și R.S. România.

Adaptată și la proiectarea de noi produse, această tehnică poate fi întîlnită în lucrările unor autori și sub denumirea de „ingineria valorii".

În preajma celui de al șaptelea deceniu specialistul olandez H. Bruijel, care activa ca profesor la universitatea din Pittsburg (S.U.A.), a pus la punct abordarea proceselor tehnologice prin intermediul „analizei valorii", rezultatele obținute pe unele cazuri practice fiind mai mult decît încurajatoare.

Mai recent, aria aplicabilității „analizei valorii" s-a extins și asupra activităților de service, a activităților administrative, posibilitățile metodei fiind aproape nelimitate.

În actualele condiții ale crizei energetice mondiale, societatea noastră este profund interesată în obținerea unei eficiențe economice cît mai ridicate a proceselor de fabricație.

Numai abordarea acestor procese de fabricație prin intermediul „analizei valorii" ne poate dezvălui principalii consumatori de energie, combustibili, materiale auxiliare etc., în vederea căutării și găsirii unor procedee (soluții) tehnologice mai ieftine și mai productive.

Specialiștii apreciază că faza de proiectare constructivă determină prețul de cost al viitoarelor produse în proporție de circa 75—80%,

* Ing. *Hârșovescu, P. C.* — ICPE—București

restul de aproximativ 20—25% fiind contribuția fazei de proiectare tehnologică. Și totuși, aportul proiectării tehnologice este deosebit de important deoarece, în această fază, se iau deciziile ce conduc la anumite consumuri de energie electrică, diverși combustibili, materiale auxiliare etc., cît și deciziile asupra unor viitoare investiții (mașini, utilaje, instalații), care vor influența în mod hotărîtor productivitatea muncii.

Introdusă informativ în cadrul unor cursuri de perfecționare ale CPLICM—MICM, metoda a condus la realizarea unor studii de „analiza valorii" aplicate la procese de fabricație. Rezultatele obținute au subliniat posibilitățile acestei tehnici și multiplele căi de acțiune asupra proceselor de producție, în vederea raționalizării acestora.

În condițiile actuale, aplicarea „analizei valorii" ar trebui efectuată atît asupra concepției constructive, cît și asupra proceselor tehnologice ale produselor; numai o astfel de utilizare a metodei va conduce la o abordare completă, al cărui rezultat va fi eficiența ridicată a acțiunii.

* * *

„Analiza valorii" este o tehnică ce urmărește să introducă la *nivelul concepției* (proiectării) acele metode, cunoștințe și atitudini, capabile să orienteze întreprinderile către soluțiile tehnice și/sau organizatorice cele mai economice. Altfel spus, aplicarea „analizei valorii" la procesele de fabricație urmărește optimizarea raportului Q/Pc, unde:

— Q este calitatea fabricației (sau calitatea de conformitate), reprezentînd măsura în care procesul de producție este capabil să realizeze prescripțiile din documentația tehnică de execuție;

— Pc reprezintă costurile necesare realizării procesului de producție.

Orice proces de producție exprimă condițiile tehnico-organizatorice necesare realizării prescripțiilor din documentația tehnică. Aceste condiții tehnico-organizatorice (cerințe sau necesități) sînt puse la dispoziția beneficiarilor (atelier, secție, întreprindere) prin intermediul realizării unor *funcții* ale procesului.

Se poate afirma deci că *funcțiile procesului* sînt serviciile puse la dispoziția beneficiarului în vederea realizării unui produs, subansamblu sau reper, după o documentație tehnică dată și în anumite condiții organizatorice.

În accepțiunea acestei metode, procesul de producție presupune execuția completă a unui reper, subansamblu, sau produs. Uneori însă este posibilă și analizarea unor porțiuni dintr-un proces (de exemplu: tratamentele termice, montajul etc.), cu condiția ca în cadrul acestora să fie realizate **integral** una sau mai multe funcții.

Identificarea funcțiilor se face prin urmărirea circulației purtătorului de valoare prin punctele de transfer al valorii, mergînd pe proces de la punctul de origine spre punctul final.

Purtător de valoare este acel element ce rămîne identificabil permanent în cadrul procesului (de exemplu: o materie primă, un material, un element sau o combinație chimică etc.).

Punct de transfer de valoare (într-un proces de producție) este un loc de muncă (mașină, utilaj, instalație etc.) unde, prin executarea uneia sau mai multor operații tehnologice, se transferă o valoare în mod direct asupra purtătorului, care suferă modificări fizico-mecanice și/sau chimice. Se impune precizarea că există și locuri de muncă care nu transferă în mod direct nici o valoare asupra purtătorului de valori (de exemplu: în diverse depozite de semifabricate sau SDV-uri, în transportul interoperațional etc.)

Punctul de origine este acela unde purtătorul de valoare intră în cadrul procesului (de exemplu utilajele de debitare a semifabricatelor), iar *punctul final* este acela unde iese din proces (de exemplu: magazia de produse finite).

Purtătorii de valoare, ca și procesele, pot fi de două tipuri:

— ciclici (exemplu: apa dintr-un sistem de încălzire centrală, sau de răcire cu recirculare);

— liniari (exemplu: semifabricatele în cadrul proceselor de fabricație).

Într-un proces de natură ciclică, suma valorilor acumulate de **purtător**, la terminarea fiecărui ciclu complet, este egală cu zero (de exemplu: apa dintr-un sistem de încălzire acumulează valoare în recipientul de încălzit și o cedează în schimbătorul de căldură).

În procesele de natură liniară, suma valorilor acumulate de **purtător** este diferită de zero, acumularea efectuîndu-se în mod progresiv.

În cazul proceselor de natură ciclică punctul de origine coincide cu punctul final și poate fi ales oriunde.

Clasificarea funcțiilor unui proces se face în:

— funcții de bază;

— funcții auxiliare.

Funcțiile de bază sînt cele care contribuie în mod direct la acumulările valorice ale purtătorului de valoare. Acestea se vor realiza (deci și regăsi) numai în punctele de transfer de valoare.

Exemple de funcții de bază, frecvent întîlnite în procesele de producție din construcția de mașini:

— realizează forma geometrică și dimensiunile;

— realizează parametrii fizico-mecanici;

— realizează asamblarea (montajul);

— realizează protecția anticorozivă;

— realizează aspectul estetic (design);
— etc.

Din aceste exemple rezultă că la realizarea unei funcţii de bază pot contribui unul sau mai multe puncte de transfer al valorii, iar un punct de transfer poate contribui la realizare uneia sau mai multor funcţii.

Totodată, se subliniază că într-un punct de transfer de valoare se pot realiza una sau mai multe operaţii, iar o operaţie se poate realiza în unul sau mai multe puncte de transfer.

Funcţiile auxiliare sînt cele care *nu contribuie* la acumulările valorice ale purtătorului de valoare, *dar condiţionează* realizarea uneia sau mai multor funcţii de bază ale procesului.

Exemple de funcţii auxiliare frecvent întîlnite în construcţia de maşini:
— realizează transportul interoperaţional;
— asigură depozitarea (semifabricatelor, SDV-urilor etc.);
— realizează asigurarea şi controlul calităţii fabricaţiei produsului;
— asigură buna funcţionare (întreţinerile şi reparaţiile) a maşinilor, utilajelor, instalaţiilor, SDV-urilor etc.;
— realizează conducerea procesului;
— asigură condiţii ergonomice şi de protecţia muncii;
— etc.

Aceste funcţii auxiliare se realizează în diverse locuri de muncă (ce nu sînt neapărat puncte de transfer de valoare), unele fiind situate pe traseul purtătorului de valori, altele putînd să fie în afara traseului (de exemplu: atelierul de întreţinere şi reparaţii, birourile personalului TESA etc.)

Un caz particular îl reprezintă funcţiile de genul „asigură condiţii ergonomice şi de protecţia muncii" care se pot realiza numai prin anumite dotări (încălzire, purificare aer, iluminare etc.) care nu constituie nişte locuri de muncă deservite de muncitori.

Din cele enunţate se poate desprinde în mod pregnant caracterul preponderent de *analiză funcţională*, pe care-l introduce metoda „analizei valorii". Cercetarea funcţiilor procesului şi nu a elementelor componente ale acestuia, permite o lărgire considerabilă a ariei de investigare a viitoarelor soluţii tehnico-organizatorice.

Altfel spus „analiza valorii" constituie o linie de gîndire logică, inginerească, pe care trebuie să o urmeze proiectarea proceselor de fabricaţie şi în care trebuie să se ţină permanent seama de importanţa factorului economic.

2. Etape şi proceduri de aplicare a „analizei valorii" la procese tehnologice

„Analiza valorii" se aplică la procese de fabricaţie pe baza unui *plan operaţional* ce cuprinde succesiunea în care trebuie executate etapele principale ale studiului.

În cele ce urmează se vor prezenta modalităţile de raţionalizare a proceselor de fabricaţie, prin reproiectarea (reconcepţia) acestora cu ajutorul „analizei valorii", lucru pentru care se propune următoarea succesiune a etapelor studiului:

2.1. Informarea

Această etapă se realizează prin efectuarea următoarelor faze:

2.1.1. Orientarea

În această fază se va stabili procesul de fabricaţie asupra căruia ar fi cel mai oportun a se executa un studiu de „analiza valorii", selecţie care va avea la bază unul sau mai multe din următoarele criterii:
— tipul fabricaţiei (masă, serie mare, mijlocie sau mică, individuală);
— volumul rebuturilor rezultate în fabricaţie;
— numărul de operaţii ce se execută (respectiv volumul de manoperă) ceea ce reflectă cheltuielile de fabricaţie;
— vechimea produsului;
— alte criterii.

2.1.2. Construirea schemei de desfăşurare a procesului

Purtătorul de valoare (obiectul muncii) poate trece, în cadrul unui proces de producţie, prin cinci stadii ce pot fi simbolizate (în sistemul ASME) astfel:

— transformare (operaţie prin care se adaugă valoarea **purtătorului**);

— control;

— transport;

— aşteptare;

— depozitare,
— sau stadii combinate de genul:

— control în timpul operaţiei;

— control în timpul depozitării;

— operaţie în timpul transportului.

În cazul abordării procesului de fabricaţie al unui produs, sau al unui subansamblu (deci este vorba de mai multe repere), schema de desfăşurare a procesului va avea forma unui graf de tip arborescent, ce va conţine toate stadiile prin care vor trece reperele implicate în analiză şi se va prezenta ca în anexa 1.

Dacă acestui graf (oglindă veridică a procesului de fabricaţie în situaţia existentă) i se vor asocia şi duratele de desfăşurare a fiecărui

stadiu (luate din documentație și din estimări sau calcule statistice pe teren), se va putea determina prin metoda drumului critic, durata reală a ciclului de fabricație.

În situația abordării-procesului de fabricație al unui singur reper, schema se va construi ca în anexa 2 și va purta denumirea „Graficul desfășurării detaliate a procesului de producție a reperului ...", grafic care va putea fi construit numai după realizarea fazei 2.1.3, datorită informațiilor-necesitate.

În completarea analizei desfășurării procesului, reperului conducător i se va reliefa modul de circulație între punctele de transfer de valoare ale procesului (sau a unor porțiuni ale acestuia) în vederea evidențierii traseelor cu intersectări și întoarceri în cadrul transportului interoperațional (așa cum este ilustrat în anexa 3a).

2.1.3. Determinarea informațiilor tehnico-organizatorice și economice caracteristice procesului

Pentru a putea culege și prelucra toate informațiile desfășurării studiului, se recomandă parcurgerea schemei de desfășurare a procesului (construită în faza 2.1.2) unde, pentru fiecare loc de muncă, se vor stabili:

— denumirea mașinii (utilajului, instalației);

— rata de amortisment și durata de amortizare a mașinii;

— suprafața ocupată de mașină, inclusiv spațiile afectate așezării reperelor (înainte și după operație), cît și mișcărilor muncitorului;

— rata de amortisment a clădirii, pentru a se putea calcula cota — parte, proporțională cu suprafața ocupată;

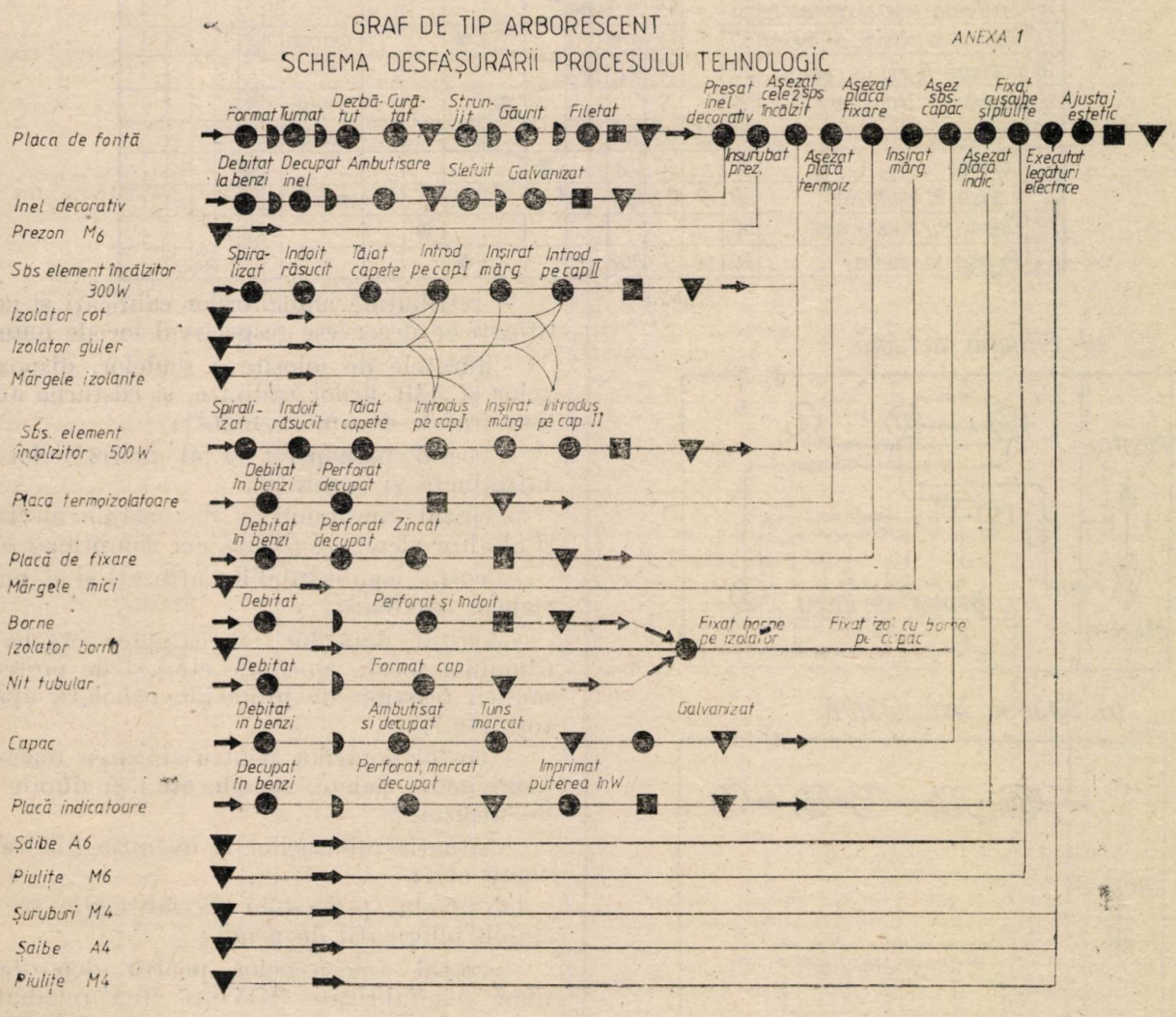
— operația (ile) ce se execută pe acel loc de muncă și precizia impusă prin documentația tehnică;

— principalele performanțe ale mașinii (precizia de execuție a unor operații);

— mărimea lotului de transport și greutatea reperelor transportate;

— manopera specifică pentru operațiile efectuate (cu aceasta se poate determina și gradul de ocupare a mașinii cu reperul analizat);

— ce alte repere se mai execută pe locul de muncă, respectiv și gradul de ocupare a mașinii cu fiecare din acestea;



Anexa 2

GRAFICUL DESFĂȘURĂRII DETALIATE A PROCESULUI DE PRODUCȚIE

Denumire proces: Confectionarea tubului de manometru | U.M.: buc.

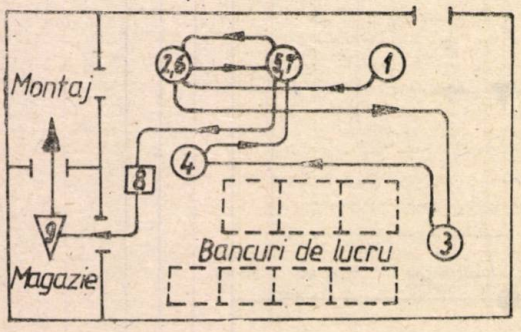
LOCUL: Atelier prelucrări mecanice | Element urmărit: reper

STUDIUL Nr. | METODA: Existentă | Fila nr. 1

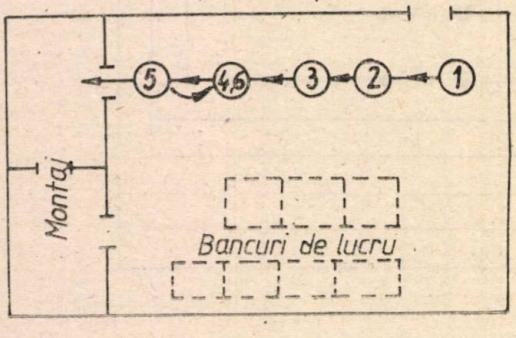
Nr. Crt.	DESCRIERE	Cantitate	Distanță	TIMP în stadiu	TIMP de muncă	SIMBOL ○	□	D	⇨	▽	Nr. execut.	OBS.	PROPUNERI Elimin.	Combin.	Schimb.	Modif.	Simplif.	Adăug.
1.	Așteaptă lîngă maș. debit.	50	-	5														
2.	Debitare	50	-	10	0,2													
3.	Așteaptă transport	50	-	5	-							la sol						
4.	Transportare la banc	50	7,5	0,5	0,01							manual în conteiner						
5.	Umplere cu nisip-sertizare	50	-	50	1,0													
6.	Așteaptă transport											la sol						
7.	Transport la maș. de găurit	50	23,5	1,5	0,03							manual						
8.	Găurirea la un capăt	50	-	10	0,2													
9.	Așteaptă transport	50	-	5	-							la sol						
10.	Transp. la maș. la roluit	50	28,5	1,5	0,03							manual						
11.	Roluire	50	-	50	1													
12.	Așteaptă transport	50	-	5	-							la sol						
13.	Transp. la maș. frezat	50	7	0,5	0,1							manual						
14.	Frezarea capetelor	50	-	20	0,4													
15.	Transp. la banc	50	1	0,25	0,01							manual						
16.	Scuturare nisip și redresare	50	-	15	0,3													
17.	Transp. la mașini de frezat	50	1	0,25	0,01							manual						
18.	Frezare finală la capete	50	-	10	0,2													
19.	Așteaptă transport	50	-	5								la sol						
20.	Transp. la control	50	7,5	1,5	0,01							manual						
21.	Control	50	-	10	0,2													
22.	Transp. la magazie	50	9	0,5	0,01							manual						
23.	Depozitare intermed.	50	-	-	-													
24.	Transp. la montaj	50	1,4	1	0,02													

Anexa 3

a) Situația actuală



b) Situația îmbunătățită



— retribuțiile muncitorilor calificați și necalificați ce deservesc respectivul loc de muncă;

— duratele de folosire a sculelor, dispozitivelor și AMC-urilor utilizate, și costurile acestora (ratele de amortisment);

— costul manoperei și al materialelor de întreținere și reparații;

— costul consumurilor de energie electrică și al altor elemente (aburi, aer comprimat etc).

— costul combustibililor utilizați și al materialelor auxiliare;

— costul dotărilor cu caracter ergonomic (iluminat local, ventilație etc.) și de protecția muncii (costum de protecție, ochelari, apărători etc.);

— costul dotărilor pentru stocarea reperelor (conteinere, palete, rastele etc.) și durata lor de utilizare;

— situația rebuturilor la operația (iile) efectuată etc.;

La nivelul procesului de fabricație se vor stabili informații de genul:

— costul amenajărilor pentru depozitarea unor semifabricate SDV-uri etc., retribuțiile personalului ce deservește aceste depozite și

costurile eventualelor mijloace cu care sînt dotate aceste depozite (magazii);
— costul mijloacelor de transport interoperațional și al energiei consumate;
— distanțele parcurse între locurile de muncă, pe fluxul tehnologic;
— retribuțiile personalului TESA ce deservește procesul (șef secție sau atelier, maistru, dispecer, tehnologic, contabili etc.);
— costul amenajărilor cu caracter ergonomic sau de protecția muncii (iluminat general, încălzire, ventilație, apă carbo-gazoasă etc.);
— cheltuielile cu amenajările sociale (vestiare, WC-uri și altele);
— costuri implicate de asigurarea și controlul calității (diverse laboratoare, cu dotarea și personalul acestora);
— duratele necesare realizării stadiilor procesului la nivelul loturilor de transport și al lotului de fabricație (din calcule sau estimativ);
— alte cheltuieli.

Pentru evitarea introducerii unor anomalii în costuri se va face următoarea precizare: elementelor ce intervin integral în proces li se vor considera costurile în totalitate, iar celor ce participă parțial, numai cu o cotă parte, proporțional cu participarea acestora.

2.2. Analiza funcțională

Această etapă se efectuează prin realizarea următoarelor faze:

2.2.1. Determinarea nomenclatorului de funcții

Din practica „analizei valorii" s-a constatat că în această fază se pot comite cele mai multe erori, care pot influența negativ sau chiar compromite desfășurarea ulterioară a studiului.

Cele mai mari dificultăți le prezintă identificarea în totalitate (în cazul unor procese complexe cu număr ridicat de operații) și definirea corectă a funcțiilor.

Identificarea majorității funcțiilor se va efectua analizînd stadiile prin care trece purtătorul de valori, parcurgînd traseul acestuia din punctul de origine spre punctul final al procesului. Aceste funcții se vor completa cu cele rezultate (în număr redus) în urma considerării „intrărilor și ieșirilor" unor informații diverse din cadrul procesului analizat, ca de exemplu: documente de lansare, urmărire, rebut, remaniere, livrare etc.

Definirea funcțiilor se va face cu minimum de cuvinte necesare înțelegerii (de către oricine) exprimării acestora, prin completarea coloanelor 1 și 2 din tabelul prezentat în anexa 4, care conține o exemplificare practică.

Concomitent cu identificarea și definirea corectă a funcțiilor, această fază implică și precizarea naturii lor, cît și menționarea funcțiilor condiționate de cele auxiliare (vezi coloanele 3, 4 și 5 din anexa 4).

În această fază trebuie evitate confuziile ce apar frecvent între funcțiile și soluțiile tehnice de realizare a acestora; de exemplu, formulări de genul: „realizează înșurubarea, sau nituirea, sau sudarea etc.", sînt modalități de realizare a funcției „realizează asamblarea" și nu funcții ale procesului.

2.2.2. Dimensionarea tehnică a funcțiilor

Exprimarea nivelului de realizare a funcțiilor procesului, cu ajutorul unei (sau mai multor) unități de măsură specifică, se numește dimensionare tehnică a funcțiilor.

Această dimensionare tehnică are două aspecte esențiale:
— pe de o parte vor fi determinate, pentru fiecare funcție în parte, dimensiunile tehnice (performanțele) *necesare* a fi obținute în cadrul procesului, care să conducă la realizarea calității fabricației (sau calității de conformitate) prescrise în documentația tehnică de execuție;

Anexa 4

Nomenclator de funcții (identificabile în majoritatea proceselor de fabricație din construcția de mașini)

Simbol funcție	Denumirea funcției	Clasific. fct.		Fct. condiț.	Dimens. tehnice	
		bază	auxil.		necesare	realizate
A	Realizează forma geometrică și dimensiunile.	X	—	—		
B	Realizează parametrii fizico-mecanici.	X	—	—		
C	Realizează protecția anticorozivă.	X	—	—		
D	Realizează aspectul estetic.	X	—	—		
E	Realizează asamblarea (montajul).	X	—	—		
F	Realizează asigurarea și controlul calității fabricației.	—	X	A,B,C,D,E		
G	Realizează transportul interoperațional.	—	X	A,B,C,D,E, (F, H)		
H	Asigură buna funcționare a mașinilor, utilajelor, instalațiilor SDV-urilor etc. (întreținerile și reparațiile).	—	X	A,B,C,D E,F,G		
I	Realizează conducerea procesului.	—	X	A,B,C,D, E,G		
J	Asigură depozitarea (semifabricatelor, SDV-urilor etc.).	—	X	A,C,D,E,H		
K	Asigură condiții ergonomice și de protecția muncii.	—	X	toate fct.		
etc.						...

— pe de altă parte, se vor determina (prin măsurători, calcule etc.) dimensiunile tehnice *realizate efectiv* în cadrul procesului.

Aceste două categorii de dimensiuni tehnice se vor înscrie în coloanele 6 și 7 ale nomeclatorului de funcții (anexa 4), oferind posibilitatea unor comparații semnificative într-o viitoare fază.

2.2.3. Dimensionarea economică a funcțiilor

În această fază se vor determina cheltuielile de fabricație efectuate pentru realizarea funcțiilor procesului, sau, altfel spus, dimensiunile economice ale funcțiilor.

Acest lucru se realizează cu ajutorul unei matrice dreptunghiulare, denumită și „matricea funcții-costuri", în care se vor înscrie pe linii toate elementele (în detaliu) ce participă la realizarea procesului, cu costurile lor aferente, iar pe coloane se înscriu funcțiile.

Se vor lăsa cîteva coloane goale în matrice pentru a putea fi completate cu funcțiile ce au fost omise în faza 2.2.1 (cazuri foarte rare) și care au fost depistate cu ocazia efectuării dimensionării economice.

Costul fiecărui element (ce constituie o linie a matricei) va fi repartizat pe funcția (sau funcțiile) la realizarea căreia contribuie, pe bază de considerente tehnice, logice etc. (ca în exemplul din anexa 5).

În final se vor însuma costurile rezultate pe fiecare coloană, obținîndu-se astfel dimensionarea economică a funcțiilor, sau costul realizării fiecărei funcții a procesului.

Costurile elementelor participante la proces și, în consecință, dimensiunile economice ale funcțiilor, se vor exprima raportîndu-se la o aceeași unitate de măsură (de exemplu : lei/lună, sau lei/trimestru, sau lei/an etc.).

Din costurile funcțiilor pot fi selectate cheltuielile generate de :

— consumurile de manoperă ;
— consumurile de energie electrică ;
— consumurile de diverși combustibili ;
— consumurile de diverse materii prime, materiale, semifabricate ;
— etc.

2.2.4. Evaluarea critică a funcțiilor

Întreaga etapă de analiză funcțională se va finaliza printr-o evaluare critică a funcțiilor, pe baza materialului analitic furnizat de fazele anterioare.

Dintre modalitățile de evaluare utilizate se vor prezenta următoarele :

2.2.4.1. Identificarea funcțiilor inutile

În procesele de fabricație, asupra cărora s-au operat de-a lungul timpului diverse ameliorări, este posibil a fi depistate unele funcții

Anexa 5

Matricea Funcții — Costuri

Elemente de cost	Cost total	Funcțiile procesului						
		A	B	C	D	E	F	G
Reper X								
Operația 1.1 ...								
— Amortismente :								
— utilaj,	60,05	60,05						
— clădire.	68,40	6,84	10,20	20,60	15,20	8,36	5,00	2,20
— Manoperă :								
— muncit. calificați,	18,60	18,60						
— muncit. necalific.	3,15						2,00	1,15
Mat. de întreț. și reparații,	35,00	35,00						
— materiale auxil.,	2,20	2,20						
— consum de energie electrică.	1505,00	1300					205,00	
— etc.								
Operația 1.2.								
etc.								
.								
.								
.								
.								
.								
COST TOTAL : din care :								
— manoperă								
— energie electrică								
— combustibili								
— etc.								

auxiliare inutile, întrucît nu mai condiționează realizarea niei unei alte funcții de bază a procesului. Aceste cazuri rare apar la modificarea soluțiilor tehnice de realizare a unor funcții de bază, fără a se ține seama de funcțiile auxiliare ce le condiționau.

2.2.4.2. Determinarea nivelului calitativ de realizare a funcțiilor procesului

Competitivitatea produsului este influențată în mare măsură de modul de realizare a raportului Q/Pc, în care, așa cum s-a mai precizat, Q reprezintă calitatea fabricației, iar Pc — cheltuielile generate de realizarea procesului de fabricație.

Rezultă că, în cadrul procesului de fabricație este primordială realizarea parametrilor de calitate, impuși prin documentația tehnică de execuție.

Analiza nivelului calitativ se face prin compararea coloanelor 6 și 7 (dimensiunile tehnice *necesare* și cele *realizate*) din nomenclatorul de funcții (anexa 4).

Dacă o funcție se poate *realiza* la un nivel calitativ *superior* celui necesar, funcția este *supradimensionată tehnic* și, în consecință, va antrena niște costuri de realizare suplimentare față de cele necesare.

Dacă o funcție nu se poate *realiza* decît la un nivel calitativ *inferior* celui necesar, ea este *subdimensionată tehnic*, ceea ce se traduce printr-o slabă calitate a fabricației, a produsului și o competitivitate redusă.

2.2.4.3. Evidențierea funcțiilor scumpe și a unor categorii de cheltuieli critice

Construind histogramele costurilor funcțiilor și a unor categorii de cheltuieli (energie electrică, manoperă, combustibili etc.) sau histograme combinate, se vor obține informații ce pot dezvălui aspecte importante (anexa 6a și b).

Astfel, histograma funcții-costuri de realizare ne va indica funcțiile cele mai costisitoare de realizat în cadrul procesului de fabricație.

Histogramele combinate, sau cele construite pe categorii de cheltuieli, vor dezvălui aportul în prețul de cost (eventual și în unitățile de măsură specifice) al funcțiilor, pe care-l au categoriile de cheltuieli tipice analizate (manoperă directă, consum de energie electrică, combustibili, materiale deficitare etc.).

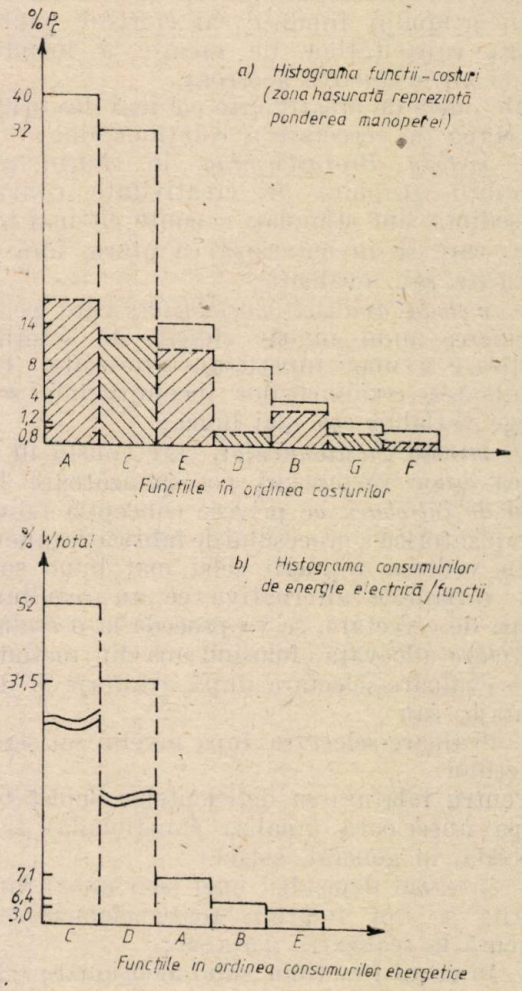
În marea majoritate a cazurilor, construind diagramele PARETTO ale costurilor funcțiilor, zona A delimitată, în diagrama — zona costurilor majore — indică 20—25% din funcțiile ce însumează circa 75—80% din totalul cheltuielilor ocazionate de realizarea proceselor de fabricație respective.

În concluzie, ca urmare a etapei de analiză funcțională pot rezulta una sau mai multe din următoarele deficiențe, ce vor constitui obiectivul principal al etapei următoare — cercetarea soluțiilor:

— funcții inutile;

— funcții supradimensionate sau subdimensionate tehnic;

Anexa 6



— funcții ce acumulează cheltuieli mari pentru realizarea lor în cadrul procesului de fabricație (zona A din diagrama PARETTO);

— categoriile de cheltuieli ce sînt preponderente în dimensiunile economice ale unor funcții:

— manoperă directă;
— energie electrică;
— materii prime, materiale, semifabricate;
— diverși combustibili;
— procent ridicat de rebut;
— alte funcții.

Observație

Uneori, analiza pierderilor inerente tehnologiei, admise în procesul de fabricație (adaosuri de turnare, de prelucrare etc.) sau, cu alte cuvinte, diferența de greutate dintre produsul (subansamblul, reperul) în fază finală și greu-

tatea brută a materialelor utilizate în execuţia acestora, poate conduce la concluzii importante.

2.3. Cercetarea soluţiilor

Cea mai recomandată modalitate de cercetare a soluţiilor este utilizarea *grupului de creativitate*, în scopul emiterii de cît mai multe idei, grupului fiindu-i caracteristic multiplicarea capacităţilor de creaţie a membrilor săi şi nu însumarea acestora.

Metodele de creativitate cel mai des utilizate în etapa de cercetare a soluţiilor sînt :

— *metoda Brainstorming*, în cadrul căreia membrii grupului de creativitate convocaţi în şedinţă sînt stimulaţi a emite cît mai multe idei, care se inventariază ca atare, fără a fi criticate sau evaluate ;

— *metoda analizei morfologice*, care permite obţinerea unui număr ridicat de soluţii de realizare a unor funcţii ale procesului. După eliminarea combinaţiilor incompatibile se va alege varianta cea mai bună ;

— *metoda chestionarului*, care constă în căutarea unor răspunsuri corespunzătoare la o *listă de întrebări*, ce privesc concepţia tehnico-organizatorică a procesului de fabricaţie (anexa 7)

În vederea reţinerii celei mai bune soluţii din variantele alternative ce au rezultat în etapa de cercetare, se va proceda la o *evaluare-selectare* adecvată, folosind una din metodele :

— evaluare-selectare după avantaje şi dezavantaje, sau

— evaluare-selectare după nivelul satisfacerii funcţiilor.

Pentru înlăturarea deficienţelor depistate în etapa anterioară (analiza funcţională) se va proceda, în general, astfel :

— în cazul depistării unei (sau unor) funcţii inutile se vor înlătura toate elementele ce concură la realizarea acesteia ;

— în cazul funcţiilor subdimensionate tehnic se vor căuta alte soluţii de realizare, capabile să asigure nivelul de calitate prevăzut ;

— în cazul funcţiilor supradimensionate tehnic se vor căuta soluţii de înlăturare a supradimensionării, care să conducă la eliminarea cheltuielilor suplimentare, generate de depăşirea nivelului de calitate prevăzut ;

— în cazul funcţiilor ce antrenează cheltuielile ridicate se vor căuta alte soluţii de realizare, care, în condiţiile menţinerii nivelului calitativ impus, să aibe un preţ de cost mai scăzut.

Este necesar să se precizeze că cercetarea soluţiilor nu este limitată numai la funcţiile deficitare ; oricînd pot fi abordate şi celelalte funcţii în vederea reducerii cheltuielilor de realizare a acestora.

Faza de cercetare a soluţiilor face apel, în afara unor metode de creativitate amintite, la toate genurile de tehnici şi metode adecvate soluţionării problemei ridicate. Astfel, funcţii de genul „realizează transportul interoperaţional" sau „realizează condiţii ergonomice de muncă" se vor analiza şi soluţiona (aşa cum se vede din exemplul din anexa 3a şi b) prin metode adecvate din „studiul muncii" etc.

2.4. Implementarea soluţiilor

Implementarea soluţiilor reţinute în urma evaluării — selectării soluţiilor ce produc modificări în concepţia iniţială a procesului analizat şi care au fost însuşite la nivelul compartimentelor de specialitate, implică mai multe acţiuni succesive, care sînt :

— detalierea fiecărei soluţii sub aspectul conţinutului şi condiţiilor de aplicare necesare ;

— calcularea eficienţei economice a aplicării noilor soluţii, ţinîndu-se seama de eventualele fonduri necesare pentru investiţii ;

— prezentarea soluţiilor detaliate, cu calculele de eficienţă aferente conducerii întreprinderii, în vederea aprobării ;

— elaborarea unui plan de aplicare a soluţiilor ce au fost aprobate de către conducere, plan în care se vor preciza măsurile necesare, responsabilităţile şi termenele de realizare pentru fiecare soluţie în parte ;

— urmărirea modului de aplicare, asigurarea asistenţei tehnice necesare şi informarea conducerii asupra mersului aplicării de către elaboratorii studiului de „analiza valorii" ;

— după trecerea la fabricaţia de serie va fi întocmit un bilanţ al rezultatelor obţinute, ce va fi prezentat conducerii spre informare.

Problema implementării soluţiilor rezultate se pune numai la reproiectarea prin „analiza valorii" a proceselor de fabricaţie existente, în cazul proiectării noilor procese de fabricaţie (concepute prin „analiza valorii") ; aplicarea soluţiilor rezultate se încadrează în procesul normal de proiectare — producţie.

* * *

Introducerea „analizei valorii" într-o întreprindere trebuie să pornească întotdeauna din vîrful piramidei organizatorice, deoarece succesul acestei acţiuni depinde în mod hotărîtor de organizarea sa.

Practicarea neorganizată şi amatorismul sînt cauze care duc la insuccesul şi discreditarea oricărei metode în general şi mai ales cînd este vorba de o tehnică de complexitatea „analizei valorii".

Anexa 7

Chestionar

1. Ar putea fi înlocuită tehnologia prevăzută cu alta mai puţin costisitoare?
2. Sînt necesare toate operaţiile tehnologice prevăzute, în raport cu prescripţiile de calitate ale reperului?
3. Este posibilă simplificarea procesului tehnologic prin combinarea unor operaţii?
4. Ar fi posibilă şi avantajoasă modificarea unor operaţii anterioare pentru a simplifica execuţia operaţiilor următoare?
5. S-ar putea înlocui eficient, şi fără diminuarea calităţii fabricaţiei, unele SDV-uri speciale cu SDV-uri universale sau standardizate? Dar invers?
6. S-ar putea îmbunătăţi regimul de lucru al utilajelor în vederea reducerii duratelor de lucru ale unor operaţii?
7. S-ar putea îmbunătăţi metodele de muncă individuale pentru reducerea manoperei de execuţie a unor operaţii?
8. Ar fi avantajoasă divizarea reperului în două sau mai multe părţi componente executate separat şi apoi asamblate?
9. Ar fi posibilă şi avantajoasă înglobarea reperului în corpul altui reper prin aplicarea unei tehnologii corespunzătoare (turnare, matriţare, injectare din material plastic etc.)?
10. Se pot înlocui unele tratamente de suprafaţă fără a afecta calitatea produsului?
11. Există protecţii superficiale abuzive ce pot fi eliminate (de exemplu: piese cositorite şi apoi vopsite)?
12. S-au redus la minimum tratamentele termice prescrise?
13. S-au eliminat operaţiile de debavurare sau de ajustare pe care uzinajele ulterioare le-ar distruge oricum?
14. A fost epuizată gama sistemelor de montaj care nu necesită tarodări?
15. Au fost luate în considerare tehnicile noi de asamblare (de exemplu: lipirea în loc de nituire, bulonare sau sudură)?
16. Documentaţia tehnică este suficientă pentru a permite fabricaţia în condiţii calitative corespunzătoare?
17. Utilajele existente în întreprindere pot asigura condiţiile de calitate prescrise?
18. Procedeele de control prescrise nu necesită folosirea de personal prea specializat?
19. Poate fi redusă severitatea normelor de control, sau suprimate unele operaţii de control?
20. Se poate trece la control statistic?
21. S-au prevăzut SDV-urile necesare pentru controlul calitativ?
    S-a examinat economicitatea lor?
22. Îmbunătăţirea controlului interfazic ar putea asigura reducerea numărului de rebuturi?
23. Îmbunătăţirea condiţiilor de muncă existente ar putea conduce la creşterea calităţii şi a productivităţii?
42. Transportul interoperaţional influenţează negativ calitatea etc.?

NOTĂ: Acest chestionar va fi îmbunătăţit sau completat în funcţie de specificul produsului şi al fabricaţiei.

E 2040/1

EPE

REFERATIVA

R 1990 -09- 03

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 37 • NR. 8 • NOIEMBRIE 1989

1990 SEP 1 21

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ANUL 37 Nr. 8 noiembrie 1989

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.3.029 : 538.112

INSTALAŢII CU MICROUNDE
MAGNETROANE

Miron, D. : **Consideraţii tehnico-economice la proiectarea şi utilizarea instalaţiilor cu microunde pentru aplicaţii industriale.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 8, nov 1989, p. 323

Legat de extinderea tehnologiilor pe bază de microunde, lucrarea se referă la proiectarea şi utilizarea instalaţiilor cu microunde pentru aplicaţii industriale.

CZ 621.317.4 :658.56

INDICATORI DE FIABILITATE
ESTIMATORI LINIARI

Boşianu, A. : **Calculul fiabilităţii şi al indicatorilor de fiabilitate cu ajutorul estimatorilor liniari simplificaţi Weibull (ELSW).**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 8, nov 1989, p. 327

În articol se prezintă estimatorii liniari simplificaţi, care nu necesită nici programe pentru calculator, nici tabele voluminoase de valori pentru coeficienţi, dar permit obţinerea, prin calcule simple, a parametrilor modelului Weibull al defectărilor, a valorilor medii şi limitelor de toleranţă pentru fiabilitate şi indicatorii de fiabilitate.

CZ 537.226 : 621.319.4

DIELECTRICI POLARI SINTETICI
CONDENSATOARE DE FORŢĂ

Bălan, T. ş.a. : **Noi mărimi caracteristice în studiul dielectricilor polari sintetici.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 8, nov 1989, p. 338

Studiul redă posibilitatea aprecierii unor parametri moleculari pe baza cunoaşterii a cel puţin două caracteristici de absorbţie, utilizînd schema electrică echivalentă dielectricilor polari.

CZ 621.318.22 : 621.315.661

MATERIALE ELECTROIZOLANTE
MASE DE TURNARE ELECTROIZOLANTE

Nicola, Gr. : **Contribuţii la clasificarea materialelor electroizolante. Partea a II-a.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 8, nov 1989, p. 341

Lucrarea face o clasificare a materialelor izolante organice solide, în funcţie de rezistenţa lor termică şi respectiv de temperatura de utilizare a produsului. S-a ales drept criteriu pentru clasificarea materialelor electroizolante, conform CEI 85, indicele de temperatură şi respectiv durata de viaţă a materialului electroizolant. În final au fost încadrate, pe clase de izolaţie, respectiv indice de temperatură, toate materialele în funcţie de domeniul de utilizare şi de proprietăţile finale ale acestora.

CZ 621.314.6 : 621 — 52

REDRESOR STATIC
COMANDĂ CU MICROPROCESOR

Comşa, A. : **Sistem cu microprocesor pentru comanda directă a unui convertor static.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 8, nov 1989, p. 349

Articolul prezintă un sistem cu microprocesor pentru comanda directă a unui redresor static.

CZ 621.376 : 681.3

MODULATOR MSK
ALGORITM TIP VITERBI

Constantin, I., Beluri, A. : **Demodulator în cuadratură cu procesare Viterbi pentru semnalul MSK duobinar.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 8, nov 1989, p. 352

Se propune un model matematic pentru funcţionarea modulatorului MSK duobinar şi structura unui algoritm de tip Viterbi pentru demodularea în cuadratură. Se determină performanţele demodulatorului şi se prezintă rezultatele simulării pe calculator.

CZ 621.318.4: 551.594.1

REACTOARE DE ACETAT DE VINIL
METODE DE GRADIENT

Tudoroiu, N., Vinătoru, M. : **Conducerea optimală a reactoarelor de acetat de vinil, utilizînd metode de gradient.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 8, nov 1989, p. 358

Se prezintă aspecte ale conducerii optimale a reactoarelor de acetat de vinil, în vederea obţinerii unei conversii maxime prin optimizarea consumurilor de reactanţi şi agent termic. Modelul matematic al reactoarelor este neliniar, vectorul de comandă este supus unor restricţii aparţinînd unei mulţimi de restricţie convexe, iar determinarea comenzii optimale se realizează utilizînd un algoritm bazat pe principiul maximului continuu, combinat cu o metodă de gradient pentru extremizarea hamiltonianului.

RECENZII 363

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. ing. C. APETREI ; dr. ing. I. BĂTRÎNA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. teh. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. M. HĂNGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN , ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică: GRETA ANDREI
Tehnoredactor: CORNELIA CRISTESCU

INHALT

DK 621.3.029 : 538.112

MIKROWELLENANLAGEN
MAGNETRONS

Miron, D.: **Technisch-ökonomische Betrachtungen zum Entwurf und Verwendung der Mikrowellenanlagen für Industrienwendungen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, Nr. 8, Nov 1989, S. 323

Mit Bezug auf die Erweiterung der Mikrowellentechnologien, bezieht sich die Arbeit auf den Entwurf und Verwendung der Mikrowellenanlagen für Industrieanwendungen.

DK 621.317.4 : 658.56

ZUVERLÄSSIGKEITSANZEIGER
LINEARE ABSCHÄTZER

Boşianu, A.: **Berechnung der Zuverlässigkeit und der Zuverlässigkeitsanzeiger anhand der linearen vereinfachten Abschätzer Weibull (ELSW).**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, Nr. 8, Nov 1989, S. 327

Dargestellt werden lineare vereinfachte Abschätzer die weder Rechnerprogramme noch erweiterte Werttabellen für Koeffizienten erfordern, aber gestatten das Erreichen durch einfache Rechnungen der Parameter des Defekt-Weibullmusters, der Mittelwerte und der Toleranzgrenzen für die Zuverlässigkeit und die Zuverlässigkeitsanzeiger.

DK 537.226 : 621.319.4

SYNTHETISCHE POLEN-DIELEKTRIKER
KRAFTKONDENSATOREN

Bălan, T. u.a.: **Neue charakteristische Grössen beim Untersuchen synthetischer Polen-Dielektriker.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, Nr. 8, Nov 1989, S. 338

Durch diese Untersuchung wiedergibt man die Abschätzungsmöglichkeit der Molekülenparameter indem man wenigstens zwei Absorbtionscharakteristiken kennt und das den Polen-Dielektrischer gleichwertige elektrische Schema anwendet.

DK 621.318.22 : 621.315.661

ELEKTROISOLIERENDE WERKSTOFFE
ELEKTROISOLIERENDE GIESSMASSEN

Nicola, Gr.: **Beiträge zur Klassifizierung elektroisolierender Werkstoffe II. Teil.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, Nr. 8, Nov. 1989, S. 341

In dieser Arbeit werden isolierende organische feste Werkstoffe je nach ihrem thermischen Widerstand und beziehungsweise der Anwendungs-temperatur des Produktes, klassifiziert. Als Klassifizierungskriterium der elektroisolierenden Werkstoffe, laut CEI 85, wurde der Temperaturfaktor, und beziehungsweise die Lebensdauer des elektroisolierenden Werkstoffes, ausgewählt. Endens wurden alle Werkstoffe je nach dem Anwendungsbereich und deren Endeigenschaften in bestimmte Isolationsklassen beziehungsweise Temperaturfaktoren eingerahmt.

DK 621.314.6 : 621—52

STATISCHER GLEICHRICHTER
MIKROPROZESSORSTEUERUNG

Comşa, A: **Mikroprozessorsystem für direkte Steuerung eines statischen Gleichrichters.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, Nr. 8, Nov 1989, S. 349

Dargestelit wird ein Mikroprozessorsystem zur direkten Steuerung eines statischen Gleichrichters.

DK 621.376 : 681.3

MSK-MODULATOR
VITERBI-ALGORITHM

Constantin, I., Beluri, A.: **Quadratur-Demodulator mit Verarbeitung für das binäre MSK-Signal.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, Nr. 8, Nov 1989, S. 352

Es wird ein mathematisches Modell zur Funktionierung des binären MSK-Modulators und ein Viterbi-Algorithm zur Quadratur-Demodulierung, vorgeschlagen. Es werden die Höchstleistung des Demodulators und die Ergebnisse der Simulierung am Rechner dargestellt.

DK 621.318.4 : 551.594.1

VINYLAZETATREAKTOREN
GRADIENTMETHODE

Tudoroiu, N., Vinătoru, M.: **Optimale Steuerung der Vinylazetatreaktoren durch Anwendung von Gradientmethoden.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37**, Nr. 8, Nov 1989, S. 358

Es werden Aspekte der optimalen Steuerung der Vinylazetatreaktoren zur Erhaltung einer maximalen Umwandlung durch die Optimierung des Reagens — und Wärmeträgerverbrauchs vorgestellt. Das mathematische Modell der Reaktoren ist nichtlinear, der Steuerungsvektor ist, einer konvexen Einschränkungsmenge angehörigen, Einschränkungen unterworfen und die Bestimmung der optimalen Steuerung geschieht durch die Anwendung eines auf dem kontinuierlichen Maximumprinzip basierten Algorhytmus, das mit einer Gradientmethode zur Optimierung der Hamiltonschen Gleichung kombiniert ist.

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.3.029: 538.112

МИКРОВОЛНОВЫЕ УСТАНОВКИ
МАГНЕТРОНЫ

Мирон, Д.: **Научно-технические соображения о проектировании и использовании микроволновых установок при промышленных применениях.**

Е.Е.А—**Electrotehnica 37**, пг. 8, ноябрь 1989 г., стр. 323

В связи с расширением применения технологий на микроволновой основе, в работе представляются проектирование и использование микроволновых установок при промышленных употреблениях.

УДК 621.317.4: 658.56

УКАЗАТЕЛИ НАДЕЖНОСТИ
ЛИНЕЙНЫЕ ОПРЕДЕЛИТЕЛИ

Бошиану, А.: **Расчёт надежности и указателей надежности при помощи линейных определителей укращённых типа Вейбулл (ELSW).**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 37**, пг. 8, ноябрь 1989 г., стр. 327

В статье представляются укращённые линейные определители, которые не употребляют программы для

ЭВМ, длинные таблицы значений для коэффициентов, но позволяют получение простыми расчётами параметров модели Вейбулл деффектов, средних величин и предел допустимости и указателей надёжности.

УДК 537.226: 621.319.4

ПОЛЯРНЫЕ СИНТЕТИЧЕСКИЕ ДИЭЛЕКТРИКИ
КОНДЕНСАТОР МОЩНОСТИ

Бэлан, Т. и др.: **Новые характерные величины при изучении полярных синтетических диэлектриков.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 37,** nr. 8, ноябрь 1989 г., стр. 338

Изучение даёт возможность оценивания некоторых молекулярных параметров на основе сознания хотя двух характеристик поглощения, используя эквивалентную электрическую схему полярным диэлектрикам.

УДК 621.318.22: 621.315.661

ЭЛЕКТРОИЗОЛЯЦИОННЫЕ МАТЕРИАЛЫ
ЭЛЕКТРОИЗОЛЯЦИОННЫЕ ОТЛИВОЧНЫЕ МАССЫ

Никола, Г.: **Содействия при классификации электроизоляционных материалов. Вторая часть.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 37,** nr. 8, ноябрь 1989 г., стр. 341

В работе представляется классификация твёрдых органических изоляционных материалов, в зависимости от их термической устойчивости, а именно от температуры при которой используется изделие. В качестве критерия в классификации электроизоляционных материалов, в соответствии с МЭК 85, выбрался указатель температуры, а именно срок жизни электроизоляционного материала. В конце, разделились, по классам изоляции, а именно указателе температуры, все материалы в зависимости от области употребления и окончательных их свойств.

УДК 621.314.6: 621-52

СТАТИЧЕСКИЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ
УПРАВЛЕНИЕ МИКРОПРОЦЕССОРОМ

Комша, А.: **Микропроцессорная система для прямого управления статического выпрямителя.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 37,** nr. 8, ноябрь 1989 г., стр. 349

В статье представляется микропроцессорная система для прямого управления статического выпрямителя.

УДК 621.376 : 681.3

МОДУЛЯТОР MSK
АЛГОРИФМ ТИПА ВИТЕРБИ

Константин, И., Белури, А.: **Демодулятор в квадратуре с процессированием Витерби для сигнала MSK двухбинарное.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 37,** nr. 8, ноябрь 1989 г., стр. 352

Предлагается математический модель для функционирования модулятора MSK двухбинарного и структура алгорифма типа Витерби для демодулирования в квадратуре. Определяются технические качественные показатели демодулятора и представляются результаты моделирования на ЭВМ.

УДК 621.318.4: 551.594.1

ВИНИЛАЦЕТАТНЫЕ РЕАКТОРЫ
МЕТОДЫ ГРАДИЕНТА

Тудорою, Н., Вынэтору, М.: **Оптимальное проведение виниацетатных реакторов, применяя методы градиента.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 37,** nr. 8, ноябрь 1989 г., стр. 358

Представляются аспекты оптимального проведении винилацетатных реакторов, ввиду получения максямальной конверсии с помощью оптимизации расходов реактивных сопротивлений и термического агента. Математическая модель реакторов является нелиненой, вектор управления подвергается некоторым ограничениям из множества выпуклых ограничений, а определение оптимального управления осуществляется исполяется используя алгорифм, основанный на принципе постоянного максимума, комбинированного с методом градиента для оптимизации Гамильтона.

CONTENTS

DC 621.3.029 : 538.112

MICROWAVE EQUIPMENT
MAGNETONS

Miron, D.: **Technical and economical considerations regarding the design and use of microwave equipment for industrial applications.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** no. 8, Nov 1989, p. 323

Related to the advent of microwave — based technologies, the paper refers to the design and use of microwave equipment for industrial applications.

DC 621.317.4 : 658.56

RELIABILITY POINTERS
LINEAR ESTIMATORS

Boşianu, A.: **Computation of reliability and reliability pointers by means of simplified Weibull linear estimators (SWLE).**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** no. 8, Nov 1989, p. 327

The paper presents the simplified linear estimators that require neither computer programs nor bulky value table volumes for the coefficients, but enable the obtainance of Weibull breakdown model parameters, of the average values and tolerance limits for reliability and reliability pointers through simple conputation.

DC 537.226 : 621.319.4

SYNTHETIC POLAR DIELECTRIC
POWER CAPACITORS

Bălan, T. et. al: **New characteristic variables for the study of synthetic polar dielectrics.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** no. 8, Nov 1989, p. 338

The study depicts the possibility of assesing certain molecular parameters knowing at least two absorbtion characteristics, employing the equivalent diagram of polar dielectrics.

DC 621.318.22 : 621.315.61

ELECTROINSULATING MATERIALS
ELECTROINSULATING CASTING TABLES

Nicola, G.: **Contributions to the classification of electroinsulating materials. Second Part.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** no. 8, Nov 1989, p. 341

The paper presents a classification of organic solid insulating materials according to their thermal resistance and product usage temperature, respectively. According to CEI 85, the temperature index and the lifetime of the electroinsulating material respectively have been chosen as clasification criteria for the electroinsulating materials

Finally, all materials have been ranked as to insulation class and temperature index respectively according to their filed of application and their final propreties.

DC 621.314.6 : 621—52

STATIC RECTIFIER
MICROPROCESSOR CONTROL

Comșa, A.: **Microprocessor system for direct control.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** no. 8, Nov 1989, p. 349

The paper presents a microprocessor system for the direct control of a static rectifier.

DC 621.376 : 681. 3

MSK MODULATOR
VITERBI ALGORITHM

Constantin, F., Beluri, A.: **Quadrature demodulator with Viterbi processors for the duo-binary MSK signal.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** no. 8, Nov 1989, p. 352

A mathematical model for the operation of the duo-binary MSK demodulator is proposed together with the structure of a Viterbi algorithm for quadrature demodulation. The performances of the demodulator are determined and the results of the computer simulation presented.

CD 621.318.4: 551.594.1

VINYL ACETATE REACTORS
GRADIENT METHODS

Tudoroiu, N., Vinătoru, M.: **Optimal control of winyl acetate reactors using the gradient method.**
E.E.A. — **Electrotehnica 37,** no. 8, Nov 1989, p. 358
Aspects of the optimal control of vinyl acetate reactors are presented with a view of obtaining a maximum conversion by the optimization of reagent and thermal agent onsumption. The mathematical model of reactors is nonlinear, the control reactor is subject to convex set restrictions, and the evaluation of the optimal control is carried out by using an algorithm based on the continuous maximum principle together with a gradient method for Hamilton optimization.

SOMMAIRE

CD 621.3.029 : 538.112

INSTALLATIONS À MICRO-ONDES
MAGNETONS

Miron, D.: **Considerations techniques et économiques dans la conception et l'utilisation des installations à micro-ondes pour les applications industrielles.**
E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 8, nov 1989, p. 323
En ce qui concerne l'extension des technologies basées sur les micro-ondes le travail traite de la conception et l'utilisation des installations à micro-ondes pour les applications industrielles.

CD 621.317.4 : 658.56

INDICATEURS DE FIABILITÈ
ESTIMATEURS LINÉAIRES

Boșianu, A.: **Le calcul de la fiabilité et des indicateurs de fiabilité à l'aide des estimateurs linéaires simplifiés Weibull (ELSW).**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 8, nov 1989, p. 338

Dans l'article on présente les estimateurs linéaires simplifié qui ne réclament ni programmes d'ordinateur, ni tableaux volumineux de valeurs pour les coefficients, mais qui permettent l'obtention par des calculs simples des paramètres du modèle Weibull des défections, des valours moyennes et des limites de tolérance pour la fiabilité et les indicateurs de fiabilité.

CD 537.226 : 621.319.4

DIÉLECTRIQUES POLAIRES SYNTHETIQUES

Bălan, T. ș.a.: **De nouvelles grandeu caractéristiques dans l'étude des diélectriques polaires synthétiques.**
E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 8, nov 1989, p. 338
L'étude présente la possibilité d'apprécier les paramètres moléculaires en se basant au moins sur deux caractéristiques d'absorbtion en utilisant le schéma électrique équivalent des diélectriques polaires.

CD 621.318.22:621.315.661

MATERIAUX ÉLECTRO-ISOLANTS
TABLES DE COULÉE ÉLECTRO-ISOLANTES

Nicola, Gr.: **Contributions à la classification des matériaux électroisolants. Deuxième partie.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 8, nov 1989, p. 341

Le travail fait une classification des matériaux isolants organiques solides, en function de leur résistance thermique et respectivement de la température d'utilisation du produit. On a choisi comme critère pour la classification des matériaux électro-isolants, conformément à CEI 85, l'indice de température et respectivement la durée de vie du matériau électro-isolant. Finalement on a intégré en classe d'isolation, respectivement indice de température, tous les matériaux en fonction du domaine d'utilisation et des propriétés finales de ceux-ci.

CD 621.314.6 : 621—52

REDRESSEUR STATIQUE
COMMANDE À MICRO-ONDES

Comșa, A.: **Système à microprocesseur pour la commande directe.**
E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 8, nov 1989, p. 349

L'article présente un système à microprocesseur pour la commande directe d'un redresseur statique.

CD 621.376 : 681.3

MODULATEUR MSK
ALGORITHME TYPE VITERBI

Constantin, I., Beluri, A.: **Démodulateur en quadrature à traitement Viterbi pour le signal MSK duobinaire.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 8, nov 1989, p. 352

On propose un modéle mathématique pour le fonctionnement du modulateur MSK duobinaire et la structure d'un algorithme type Viterbi pour la démodulation en quadrature. On détermine les performances du démodulateur et on présente les résultats de la simulation sur ordinateur.

CD 621.318.4: 551.594.1

REACTEURS D'ACETATE DE VYNIL
METHODES DE GRADIENT

Tudoroiu, N., Vinătoru, M.: **La conduite optimale des réacteurs d'acétate de vynil, en utilisant des méthodes de gradient.**

E.E.A. — **Electrotehnica 37,** nr. 8, nov 1989, p. 358

On présente des aspects de la conduite optimale des réacteurs d'acétate de vynil, en vue de l'obtention d'une conversion maximum pat l'optimisation des consommations de réactants et agent thermique. Le modèle mathématique des réacteurs est nonlinéaire, le vecteur de commande est soumis a des restrictions appartenant à un ensemble de restriction convexe et la determination de la commande optimate se réalise en utilisant un algorithme bsé sur le principe du maximum continu, combiné avec une méthode de gradient pour l'optimisation Hamilton.

ELECTROTEHNICA,
ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Electrotehnica nr. 8

CZ 621.3.029:538.112

INSTALAŢII CU MICROUNDE MAGNETROANE

Consideraţii tehnico-economice la proiectarea şi utilizarea instalaţiilor cu microunde pentru aplicaţii industriale

DUMITRU MIRON* – BUCUREŞTI

Introducere

Introducerea şi extinderea tehnologiilor pe bază de microunde constituie un imperativ major al actualei etape şi este justificată de rezultatele obţinute prin experimentarea şi exploatarea unor instalaţii realizate atît pe plan mondial, cît şi în ţară, prin contribuţia nemijlocită a strînsei colaborări între cercetare şi producţie.

Dacă aspectele referitoare la implicaţiile tehnico-economice ale utilizării tratamentelor cu microunde în diferite aplicaţii industriale sînt prezentate suficient de bine în literatură, nu acelaşi lucru se poate spune despre problemele concrete ale proiectării şi utilizării instalaţiilor într-un domeniu sau altul [1, 2, 3, 4].

1. Consideraţii tehnico-economice la proiectarea instalaţiilor

1.1. Evidenţierea posibilităţilor de aplicare

Pornind de la relaţia care exprimă puterea disipată într-un material supus tratamentului cu microunde :

$$P = 2\pi f \varepsilon' \varepsilon_0 \operatorname{tg} \delta \, E^2 \ \mathrm{w/m^3}, \qquad (1)$$

unde :

f — frecvenţa microundelor, Hz ;
ε' — constanta dielectrică relativă a materialului ;
ε_0 — constanta dielectrică a vidului ;
$\operatorname{tg}\delta$ — factorul de pierderi ;
E — intensitatea cîmpului electric V/m ;

se constată dacă materialul sau produsul la care se doreşte să se aplice tratamente cu microunde se pretează la astfel de tratamente în condiţii economice.

În acest sens se determină puterea ce se solicită pentru tratament.

Tratamentele cu microunde sînt procese termice care presupun încălzirea materialului de la o temperatură iniţială t_i la o temperatură finală t_f, şi una sau două transformări de fază (dezgheţare, vaporizare), cărora le corespund puterile :

$$P_i = \frac{mC(t_f - t_i)}{t_1}, \qquad (2)$$

$$P_d = \frac{w_d \cdot m_a}{t_2}, \qquad (3)$$

$$P_v = \frac{w_v m_a}{t_3}, \qquad (4)$$

unde :

P_i — puterea necesară pentru încălziri ;
P_d — puterea necesară pentru dezgheţare ;
P_v — puterea necesară pentru vaporizare ;
C — căldura specifică a materialului, kJ/kg°C ;
W_d — căldura latentă de dezgheţare, kJ/kg ;
W_v — căldura latentă de vaporizare, kJ/kg ;
m — masa materialului, kg ;
m_a — masa apei conţinută în material, kg ;
t_1, t_2, t_3 — timpii corespunzători, s ;

$$P_{tot} = P_i + P_d + P_v. \qquad (5)$$

Magnetroanele destinate echipării instalaţiilor industriale generează microunde cu frecvenţa de 2 450 MHz şi 915 MHz.

În conformitate cu reglementările internaţionale, în România este permisă frecvenţa de 2 450 MHz.

În această situaţie, şi ştiind că :

$$\varepsilon_0 = 0{,}88 \ 10^{-11} \ F/m,$$

* Dr. ing. *Miron, D.* ICPE – Bucureşti.

relația (1) devine :

$$P = 0{,}135\ \varepsilon' \operatorname{tg}\delta\ E^2. \qquad (6)$$

Tratamentul cu microunde se desfășoară în condiții bune dacă este îndeplinită condiția :

$$P \geqslant P_{tot}. \qquad (7)$$

Deoarece valoarea intensității cîmpului electric în camera de tratament nu poate depăși o anumită valoare, se analizează produsul ε' tg δ pentru materialul considerat și se constată dacă condiția (7) poate fi îndeplinită.

1.2. Stabilirea necesarului de putere din rețeaua de energie electrică și a sistemului de asigurare a puterii microundelor

La tratamentele cu microunde energia emisă de magnetron este practic utilizată în totalitate pentru încălzirea materialului.

În aceste condiții se poate considera valabilă relația :

$$P_{if} = P_{tot}, \qquad (8)$$

unde :

P_{if} — puterea în înaltă frecvență produsă de magnetroane ;

P_{tot} — puterea totală necesară materialului de tratat.

Ținînd seama de randamentul camerei de tratament (η_c) de randamentul sursei de alimentare (η_s) și de randamentul magnetronului (η_m), rezultă puterea absorbită :

$$P_{ab} = \frac{P_{tot}}{\eta_c \cdot \eta_s \cdot \eta_m}. \qquad (9)$$

În mod normal :

$$\eta_c = 0{,}7 \div 0{,}9,$$

$$\eta_s = 0{,}95,$$

$$\eta_m = 0{,}7,$$

rezultă :

$$P_{ab} = (1{,}77 \div 2{,}3) P_{tot}. \qquad (10)$$

Puterea în înaltă frecvență, dată de relația (8), poate fi asigurată utilizînd fie un număr mare de magnetroane de putere mică, fie un număr mai mic de magnetroane de putere mare.

La alegerea uneia dintre cele două soluții trebuie ținut seama de următoarele considerente :

— asigurarea uniformității încălzirii materialului supus tratamentului cu microunde presupune o distribuție uniformă a cîmpului de înaltă frecvență în cavitate.

Acest lucru se realizează atît prin soluții constructive și funcționale, cît și prin așezarea magnetroanelor într-un anumit mod. Deci, utilizarea unui număr mare de magnetroane este avantajoasă ;

— prețul unui magnetron de putere mare este mult superior celui al unui magnetron de putere mică. În [5] se menționează că în timp ce prețul unui magnetron de 800 W este de 300 $ SUA, la magnetroanele de putere mare revine la 1 $ SUA pentru un watt-putere la ieșire.

Deci, pentru o putere de 50 kW este mai avantajos să se utilizeze 60 magnetroane de 800 W decît două magnetroane de 25 kW, sau chiar decît 10 magnetroane de 5 kW ;

— costurile de înlocuire a unui magnetron de putere mare sînt incomparabil mai mari decît cele pentru înlocuirea unui magnetron de putere mică. Înlocuirea unui tub de 800 W costă 50 $, iar a unuia de 25 kW costă 10 000$ [5] ;

— defectarea unui magnetron de putere mare influențează sensibil desfășurarea în bune condiții a tratamentului, în timp ce defectarea unui magnetron de putere mică poate fi neglijată ;

— durata de viață a magnetroanelor de putere mare este de cca două-trei ori mai mare decît a celor de putere mică [6] ;

— randamentul magnetroanelor de putere mare este superior celui al magnetroanelor de putere mică ;

— echipamentul de alimentare, control și protecție aferent magnetroanelor de putere mare este mult mai complex, mai ancombrant și mai scump decît cel aferent magnetroanelor de putere mică, necesare a fi utilizate în instalația de tratare cu microunde ;

— echipamentul de comandă aferent magnetroanelor de putere mare este mai puțin costisitor decît cel aferent magnetroanelor de putere mică necesare a fi utilizate în instalația de tratare cu microunde ;

— cavitatea rezonantă, în cazul utilizării unui număr mare de magnetroane de putere mică are dimensiuni mai mari, iar repartizarea magnetroanelor pe suprafața de lucru pune probleme dificile.

Din cele prezentate rezultă că alegerea soluției presupune luarea în considerație a tuturor factorilor menționați, ajungîndu-se la un compromis care satisface atît pretențiile de ordin calitativ, cît și cele de ordin economic.

2. Dimensionarea camerei de tratament și amplasarea magnetroanelor

2.1. Dimensionarea camerei de tratament

La dimensionarea camerei de tratament trebuie să se coreleze condițiile impuse de dimensiunile produsului și de productivitatea pre-

văzută să se obțină cu cele impuse de considerentele tehnice pentru asigurarea unui randament maxim la frecvența de lucru a magnetroanelor.

Distribuția cîmpului electromagnetic în cavitatea rectangulară este caracterizată prin trei numere întregi m, n și p, care arată de cîte ori o jumătate de lungime de undă încape pe fiecare din dimensiunile cavității.

Metodele de determinare a distribuției cîmpului sînt tratate în [7].

În cele mai frecvente cazuri se utilizează camere de tratament rectangulare. Într-o astfel de cameră pentru tratamentul cu microunde este indicat modul fundamental de oscilație TE_{101}, conform figurii 1.

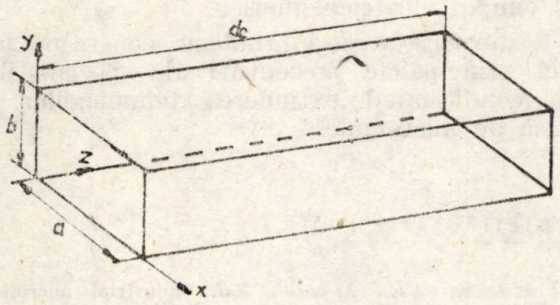


Fig. 1. Cameră de tratament rectangulară.

În figura 2 este prezentată distribuția cîmpului pentru cazul TE_{203}.

În acest caz cîmpul electric are componentă numai după axa y și are expresia :

$$E_y = E_{y0} \sin \frac{\pi x}{a} \sin \beta_2. \qquad (11)$$

Pentru situația din figura 2 :

$$E_y = E_{y0} \sin \frac{2\pi x}{a} \sin \beta z. \qquad (12)$$

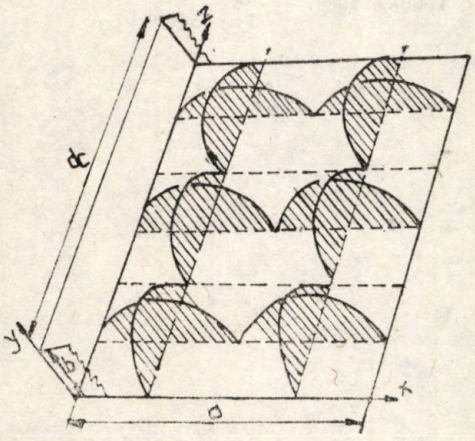


Fig. 2. Distribuția cîmpului electromagnetic în camera de tratament pentru modul TE_{203}.

Rezultanta cîmpului electric într-un punct din interiorul camerei de tratament este dată de relația :

$$E_{rez} = \sqrt{2}\, E(1 - \cos \theta)^{1/2}, \qquad (13) \quad [1]$$

θ fiind unghiul dintre componenta directă și componenta reflectată.

Eficacitatea camerei de tratament, definită ca raport între puterea disipată în materialul de tratat și puterea introdusă, are expresia :

$$\eta_T = \frac{P_T}{P_i} = 1 - \sqrt{\frac{f_0'}{f_0}} \frac{Q_0}{Q_0}, \qquad (14) \quad [1]$$

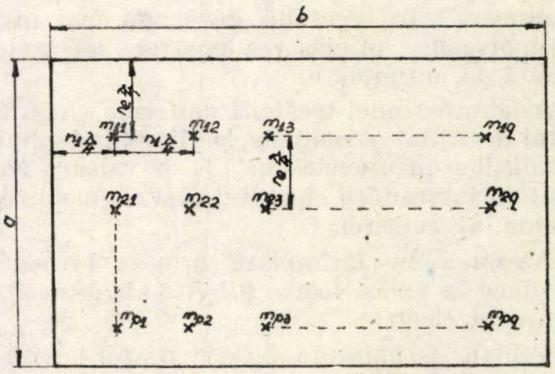


Fig. 3. Amplasarea magnetroanelor la o cameră de tratament rectangulară.

unde :

P_T — puterea disipată în materialul supus tratamentului ;

P_i — puterea în înaltă frecvență introdusă în camera de tratament.

Ținînd seama că $f_0 \simeq f_0'$, rezultă :

$$\eta_T = 1 - \frac{Q_0}{Q_0'}, \qquad (15)$$

factorul Q fiind definit [1] prin relația :

$$Q = \frac{1}{\mathrm{tg}\delta_{eff}} + \frac{1}{\varepsilon' \mathrm{tg}\delta_{eff}} \cdot \frac{\int V_c' E_{ext}^2 \cdot dV}{\int V_s E_i^2\, dV}, \qquad (16)$$

$\mathrm{tg}\delta_{eff}$ — tangenta unghiului de pierderi ;

ε' — constanta dielectrică relativă a sarcinii ;

$$V_c' = V_c - V_s ;$$

V_c — volumul camerei de tratament ;

V_s — volumul sarcinii din cameră ;

E_{ext} — intensitatea cîmpului electric în exteriorul materialului ;

E_i — intensitatea cîmpului electric în interiorul materialului.

Dimensiunile camerei de tratament condiționează intensitatea cîmpului și densitatea curentului prin pereți conform relațiilor [1]:

$$E_{max} = 2\left(\frac{P \cdot Q_0}{V_c \omega \varepsilon_0}\right)^{1/2} \text{V/m}, \qquad (17)$$

$$J = 2\left(\frac{P \cdot Q_0}{V_c \omega \mu_0 \mu'}\right)^{1/2} \text{A/m}, \quad [1] \qquad (18)$$

unde:

P este puterea disipată.

2.2. Amplasarea magnetroanelor

Din figura 2 se observă că la o cameră de tratament care necesită două sau mai multe magnetroane, amplasarea acestora nu trebuie făcută la întîmplare.

Asigurarea unei încălziri uniforme a materialului de tratat presupune, pe lîngă îndeplinirea condițiilor menționate în [3], o valoare constantă a intensității cîmpului electric în întregul volum al camerei.

Așezarea la întîmplare a magnetroanelor conduce la valori foarte diferite ale intensității cîmpului electric.

Pentru a înlătura acest neajuns trebuie ca la amplasarea magnetroanelor să se țină seama de relația dintre distanțele specificate în figura 3 și lungimea de undă.

Un număr de m magnetroane sînt așezate în p rînduri după latura a și q rînduri după latura b.

Sînt valabile relațiile:

$$m = p \cdot q, \qquad (19)$$

$$(p+1)n_1 \frac{\lambda}{4} = a, \qquad (20)$$

$$(q+1)n_2 \frac{\lambda}{4} = b, \qquad (21)$$

unde:

n_1, n_2 sînt numere întregi.

3. Controlul parametrilor procesului de tratament

La tratamentele cu microunde controlul parametrilor constituie o problemă deosebit de dificilă.

Dificultatea este strîns legată de comportarea materialelor în cîmp electromagnetic de înaltă frecvență. Deci, traductoarele de temperatură, de umiditate etc., precum și sistemul de legătură a acestora la instalația de control și reglare trebuie să fie astfel realizate încît, mărimile controlate să nu fie în nici un fel influențate de cîmpul electromagnetic.

Rezolvarea acestei probleme constituie una din principalele preocupări ale specialiștilor, ea condiționînd extinderea tehnologiilor pe bază de microunde.

Bibliografie

[1] *Metaxas, A.C., Meredith, R.J.* Industrial microwave heating. Ed. Peter Peregrinus LTD 1983.

[2] *Samoilă, C., Ionescu, M.S., Drugă L.* Tehnologii și utilaje moderne de încălzire în metalurgie. București, Ed. Tehnică 1986.

[3] *Philip, Schmit, S.* Industrial electrotechnology its implications for improved productivity. În: Proceedings of Industrial Workshop on Electroheat, Toronto 1984, p. 5—29.

[4] X X X Elektroprozebwarme — Verfahren in der Industrie. In: RWE RFG — 1988.

[5] *David C. T. Pei.* Microwave heating for the food industry an overview. In: Proceedings of Industrial Workshop on Electroheat, Toronto 1984, p 187 — 199.

[6] *Swennebrink, Jan.* Microwave heating. In: Industrial microwave heating Institut of Microwave Technology Stockholm, Suedia.

[7] *Rulea, G.* Tehnica frecvențelor foarte înalte. București, Ed. Tehnică 1966.

CZ 621.317.4 : 658.56

INDICATORI DE FIABILITATE
ESTIMATORI LINIARI

Calculul fiabilității și al indicatorilor de fiabilitate cu ajutorul estimatorilor liniari simplificați Weibull (ELSW)

ADRIANA BOȘIANU* – BUCUREȘTI

Introducere

În unele tratate de specialitate [2, 17, 21, 23] și comunicări [5, 12] se compară diferitele metode statistico-matematice utilizate pentru a obține estimații punctuale și intervale de încredere pentru parametrii distribuției Weibull ori valoare extremă; se arată că cei mai efcienți estimatori sînt estimatorii de verosimilitate maximă (EVM) pentru eșantioane $n > 25$ și cei mai buni invarianți liniari (EBIL) pentru eșantioane $n < 25$ unități.

Determinarea estimatorilor de verosimilitate maximă (EVM) implică utilizarea de proceduri iterative și inversarea matricei informaționale a eșantionului [7], deci calcule laborioase care necesită ajutorul calculatorului electronic și al unor programe adecvate [3, 21, 22, 26].

Determinarea estimatorilor BIL este simplă dar necesită unele tabele voluminoase cu valorile a numeroși coeficienți (15, 16); EBIL sînt indispensabili pentru producția de serie mică [4, 11, 18]. Eroarea medie pătratică a estimatorilor BIL este minimă.

În practică sînt necesare metode de estimare pentru eșantioane de $10 < n < 120$ unități, care să nu necesite nici programe pentru calculator și nici tabele voluminoase pentru coeficienți [8, 9, 10, 11].

În cele ce urmează se prezintă estimatorii liniari simplificați (ELSW) care răspund acestor cerințe. ELS sînt ușor inferiori față de EVM și EBIL deoarece formulele de calcul se stabilesc prin adoptarea unor aproximații. Formulele de calcul date și cele trei anexe cu coeficienți, varianțe și covarianțe permit să se obțină prin calcule simple parametrii modelului Weibull al defectărilor, valorile medii și limitele de toleranță pentru fiabilitate și indicatorii de fiabilitate.

Se utilizează concepte și notații uzuale [6, 13, 14, 20, 25] care se explică pentru fiecare formulă. Cei 3 estimatori menționați mai sus, se deosebesc prin aplicarea semnelor distinctive (A) EVM, ($\sim$) EBIL și ($\approx$) ELS. Pentru calcularea $E(t)$ și Var. (T) se prezintă anexa IV (Valorile funcției gama, notată $\Gamma(a)$).

* Ing. *Boșianu, A.* — Întreprinderea de Mașini Electrice — București.

1. Baze teoretice**

Dezvoltarea procedeelor de inferență statistică asupra parametrilor distribuției defectărilor de tip Weibull are la bază următoarele proprietăți:

a. Distribuția biparametrică Weibull este identică cu distribuția asimptotică a valorilor extreme:

$$R(t) = \exp\left[-\left(\frac{t}{\eta}\right)^{\beta}\right] \equiv \exp\left[-\exp\left(\frac{x-u}{b}\right)\right],$$

unde: $x \equiv \ln t$, $b \equiv \frac{1}{\beta}$, $u \equiv \ln \eta$.

b. Prin dublă logaritmare, identitatea de mai sus duce la ecuația unei linii drepte:

$$Y = \ln [\ln R(t)] = \beta(\ln t - \ln\eta) = \frac{1}{b}(x-u),$$

proprietatea care stă la baza construirii hîrtiei de probabilitate pentru funcțiile Weibull și, respectiv, valoarea extremă [29].

Parametrul $\beta \equiv \frac{1}{b}$ este coeficientul unghiular al dreptelor (panta acestora).

c. Estimatorii liniari $\tilde{u} = \tilde{u}(x_1, \ldots, x_r)$ și $\tilde{b} = \tilde{b}(x_1, \ldots, x_r)$ posedă proprietăți de invarianță:

$$\tilde{u}(dx_1 + c, \ldots, dx_r + c) = d\tilde{u}(x_1 + \ldots + x_r) + c,$$

$$\tilde{b}(dx_1 + c, \ldots, dx_r + c) = d\tilde{b}(x_1 + \ldots + x_r) + c,$$

pentru orice constante c ($-\infty < c < +\infty$) și $d > 0$.

Aceste proprietăți se evidențiază prin faptul că schimbarea de locație și scală asupra datelor induc aceleași schimbări de locație și scală în $\tilde{u}$ și respectiv în $\tilde{b}$.

** semnul ($\sim$) se aplică aici pentru toate tipurile de estimatori în distribuții de tip $f(x;u,b) = \frac{1}{b}\, g\left(\frac{x-u}{b}\right)$.

Rezultă teorema:

Dacă $\tilde{u}$ și $\tilde{b}$ sînt estimatori echivarianți ai lui u și b (valorile adevărate), bazați pe un eșantion censorat la defectarea r < n, sau r = n, atunci:

$$Z_a = \frac{\tilde{u} - u}{\tilde{b}}, \quad Z_b = \frac{\tilde{b}}{b}, \quad Z_c = \frac{\tilde{u} - u}{b},$$

sînt cantități *pivotale parametru liber*, adică nu depind numai de un anumit parametru.

Cantitățile $a_i = \frac{x_i - \tilde{u}}{\tilde{b}}$ formează un set de statistici ancilare (adică statistici ale căror distribuții nu depind de u sau b), din care numai $(r-2)$ sînt funcțional independente.

Evident că $\left(\frac{\tilde{\eta}}{\eta}\right)^{\beta}$, $\left(\frac{\tilde{\eta}}{\eta}\right)^{\tilde{\beta}}$, $\left(\frac{\tilde{\beta}}{\beta}\right)$ sînt de asemenea cantități pivotale în notație Weibull.

Pivotalele Z_a și Z_b, bazate pe o anumită pereche a estimatorilor echivarianți, pot fi utilizate pentru a construi intervale de încredere pentru u și b.

De exemplu, dacă L_1 și L_2 sînt astfel încît:

$$\text{Prob}\ (L_2 \leqslant Z_a \leqslant L_2) = \gamma,$$

atunci: $(\tilde{u} - L_2\tilde{b},\ \tilde{u} - L_1\tilde{b})$ este un interval de încredere pentru u.

Similar, dacă:

$$\text{Prob}\ (L_1 \leqslant Z_b \leqslant L_2) = \gamma,$$

atunci: $\left(\frac{\tilde{b}}{L_2}, \frac{\tilde{b}}{L_1}\right)$,

este interval de încredere γ pentru b.

De asemenea, se pot obține intervale de încredere pentru cuantilele distribuției. Cuantila p a distribuției-valoare extremă este:

$$x_p = u + b\ \ln\ (-\ln\ R).$$

Cantitatea pivotală:

$$Z_p = \frac{\tilde{u} - u - b \ln (\ln R)}{\tilde{b}} = \frac{\tilde{u} - x_p}{\tilde{b}},$$

poate fi utilizată la construcția intervalelor de încredere pentru Z_1 deoarece:

$$\text{Prob}\ (L_1 < Z_p < L_2) = \gamma$$

implică:

$$\text{Prob}\ (\tilde{u} - L_2\tilde{b} \leqslant u - L_1\tilde{b}),$$

care dă:

$$(\tilde{u} - L_2\tilde{b},\ \tilde{u} - L_1\tilde{b}),$$

ca interval de încredere γ al lui x_p.

Că Z_p este cantitate pivotală, rezultă din faptul că:

$$Z_p = Z_a - [\ln (-\ln\ R)]\ Z_b^{-1}.$$

Deși intervalele de încredere pentru u, b și x_p pot fi obținute, în principiu, din pivotalele Z_a, Z_b și Z_p, o dificultate principală constă din aceea că distribuțiile lor sînt complicate.

Tabele cu valorile cantităților pivotale s-au obținut prin simulare Monte Carlo [2].

O cantitate pivotală pentru R nu există, dar se poate arăta că distribuția lui $\tilde{R}$ depinde numai de R și nu de t, η și β individual. Această proprietate rezultă dacă se scrie din expresia generală a fiabilității, dată mai sus pentru distribuția Weibull:

$$-\ln \tilde{R} = \left(\frac{t}{\eta}\right)^{\tilde{\beta}} = \left[\frac{\left(\frac{t}{\eta}\right)^{\beta}}{\left(\frac{\tilde{\eta}}{\eta}\right)^{\beta}}\right]^{\frac{\tilde{\beta}}{\beta}} = \left[\frac{-\ln R}{(\tilde{\eta}/\eta)^{\beta}}\right]^{\frac{\tilde{\beta}}{\beta}},$$

care este funcție numai de R și de cantitățile pivotale de mai sus.

Se deduce din relația precedentă:

$$-\ln\ (-\ln \tilde{R}) = \frac{\tilde{\beta}}{\beta}\left[\ln\left(\frac{\tilde{\eta}}{\eta}\right)^{\beta}\right] - \ln(-\ln R),$$

expresie utilă în studiul limitelor de toleranță.

Demonstrația este valabilă nu numai pentru ELSW, ci și pentru ceilalți estimatori utilizați: estimatorul de verosimilitate maximă (EVM) și cel mai bun estimator invariant (EBIL).

2. Estimatorii liniari simpli pentru b și $\beta = \frac{1}{b}$

Dacă $x_i = \ln t_i$ sînt timpii pînă la defectare ai unităților supuse probelor de fiabilitate, și se notează:

$$x_{1:n} < x_{2:n} < x_{3:n} < \ldots \leqslant x_{r:n},$$

observațiile ordonate crescător ale distribuției-valoare extremă, atunci $\tilde{\tilde{u}}$ și $\tilde{\tilde{b}}$ sînt estimatori simpli nedeplasați (ELS) ai lui b, avînd expresiile:

a. *Pentru* $r < n$ (eșantioane censorate):

$$\tilde{\tilde{b}} = \frac{1}{\tilde{\tilde{\beta}}} = \sum_{i=1}^{r} \frac{x_{r:n} - x_{i:n}}{nk_{r,n}} = \frac{rx_{r:n} - \sum_{i=1}^{r} x_{i:n}}{\text{n}\ k_{r,n}} =$$

$$= \frac{r \ln t_{r:n} - \ln\ (t_{1:n} \cdot t_{2:n} \cdot \ldots \cdot t_{(n-1):n}}{nk_{r,n}}. \tag{1a}$$

Coeficienții pentru calculul aproximativ al factorului $k_{r,n}$ se dau în anexa I, adaptată după [10].

Relaţia (1a) este stabilită ţinîndu-se seama că b este panta dreptei care reprezintă grafic funcţia-valoare extremă, iar [8]:

$$k_{r,n} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{r} E(Z_r - Z_i),$$

$$Z_i = -\frac{u}{b}.$$

Valorile lui $k_{r,n}$ sînt calculate din momentele lui Z_i, care sînt date în [27] pentru $n = 1(1)5(5)\,100$. În [28] se dau formulele de calcul şi valorile numai pînă la $n = 20$.

Statistica $k_{r,n}$ are eficienţă relativ înaltă pentru $\frac{r}{n} < 0{,}5$; pentru $\frac{r}{n} = 0{,}9$ eficienţa relativă scade la 0,8972.

b. *Pentru* $n = r$ (eşantioane necensorate)·

$$\tilde{\tilde{b}} = \frac{1}{\tilde{\tilde{\beta}}} = \frac{-\sum_{i=1}^{s} x_{i:n} + \left(\frac{s}{n-s}\right) \sum_{i=s+1}^{n} x_{i:n}}{nk_n} \quad (1b)$$

unde:

$s = (0{,}84\ n) =$ cel mai mare număr întreg $< 0{,}84\ n$.

Valorile factorului k_n se dau în anexa III adaptată după [11].

3. Estimatorii liniari simpli pentru u şi $\eta = e^u$.

La baza metodei de estimare se află relaţia:

$$E(x_s) = u + E(Z_s)\ b,$$

unde $E(Z_s)$ este cel definit mai sus.

a. *Pentru* $r < n$

$$\tilde{\tilde{u}} = \ln\ \tilde{\tilde{\eta}} = x_{r:n} - W_{r,n}\tilde{\tilde{b}}, \quad (2a)$$

unde, coeficienţii pentru calculul aproximativ al factorului $W_{r,n}$ se dau în anexa I, adaptată după [10].

b. *Pentru* $r = n$,

$$\tilde{\tilde{u}} = \ln \tilde{\tilde{\eta}} = \bar{x} + \gamma^* \tilde{\tilde{b}}, \quad (2b)$$

unde: $\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} x_{i:n}$, este media eşantionului, iar $\gamma^* = 0{,}5772$, este constanta Euler.

4. Interval bilateral de încredere γ pentru b şi β

Pentru distribuţia cantităţii pivotale $Z_b = \frac{\tilde{\tilde{b}}}{b}$ s-a observat că există aproximaţia:

$$h \frac{\tilde{\tilde{b}}}{b} = h \frac{\beta}{\tilde{\tilde{\beta}}} \sim \chi^2(h), \quad (3)$$

unde:

$$h \frac{2}{\mathrm{Var}\left(\frac{\tilde{\tilde{b}}}{b}\right)} = \frac{2n}{nA}. \quad (4)$$

Aproximaţia nu are o bază analitică; ea este valabilă şi pentru estimatorul de verosimilitate maximă al lui b.

Cantitatea h reprezintă grade de libertate ale funcţiei hi-pătrat.

Valorile $\mathrm{Var}\left(\frac{\tilde{\tilde{b}}}{b}\right)$ se dau în anexa II, adaptată după [8, 9, 10] pentru $r < n$, şi în anexa III, adaptată după [11] pentru $r = n$.

Aproximaţia $\chi^2(h)$, dată de relaţia (3) este suficient de precisă pentru aplicaţii practice la orice mărime a eşantionului n şi îndeplineşte condiţia-limită normală pentru $n \to \infty$

Valorile h date de relaţia (4) sînt, în general, numere zecimale. Cuantilele distribuţiei hi-pătrat se pot calcula cu ajutorul relaţiei Wilson-Hilferty:

$$\frac{\chi_p^2(h)}{h} = \left(1 - \frac{2}{9h} + Z_p \sqrt{\frac{2}{9h}}\right)^3. \quad (5)$$

Cuantilele Z_p ale legii Gauss — Laplace sînt date în tabelul 1.

Tabelul 1

$100P\%$	0,5	1	2	2,5	5	10	20	25	30	40
Z_p	−2,576	−2,326	−2,054	−1,960	−1,645	−1,282	−0,842	−0,675	−0,524	−0,253

50	60	70	75	80	90	95	97,5	98	99	99,5
0	0,253	0,524	0,675	0,842	1,282	1,645	1,960	2,054	2,326	2,576

NOTĂ: Pentru alte valori decît cele date în anexele I; II şi III se pot efectua interpelări.

5. Limita de încredere γ a fiabilității pentru un timp t_g specificat

După determinarea valorilor ELS pentru parametrii distribuției-valoare extremă, se poate scrie expresia fiabilității sub forma :

$$\tilde{\tilde{R}}(t_g) = \exp\left[-\exp\frac{x-\tilde{\tilde{u}}}{\tilde{\tilde{b}}}\right] = \exp\left[-W(d)\right]$$

și se determină curba de variație a fiabilității în funcție de timpul de funcționare.

Din expresia de mai sus a fiabilității se poate obține expresia cuantilei :

$$x = \tilde{\tilde{u}} + \tilde{\tilde{b}}\,[\ln(-\ln(R(t_g))],$$

sau :

$$x = \tilde{\tilde{u}} - \tilde{\tilde{b}}d,$$

unde s-a notat :

$$d = -\ln(-\ln R(t_g)), \tag{6}$$

$W(d)$ se poate scrie în funcție de cuantila x :

$$W(d) = \frac{x-u}{b} = \frac{\tilde{\tilde{u}} - \tilde{\tilde{b}}d - u}{b} =$$

$$= \frac{\tilde{\tilde{u}} - u}{b} - \left(\frac{\tilde{\tilde{b}}}{b}\right)d.$$

Media statisticii $W(d)$ este :

$$E[W(d)] = -d$$

și :

$$\mathrm{Var}\,[W(d)] = v = \mathrm{Var}\left(\frac{\tilde{\tilde{u}}}{u}\right) + d^2\,\mathrm{Var}\left(\frac{\tilde{\tilde{b}}}{b}\right) -$$

$$-2d\,\mathrm{Cov}\left(\frac{\tilde{\tilde{u}}}{u}, \frac{\tilde{\tilde{b}}}{b}\right) = C + d^2A - 2\,dB. \tag{7}$$

Valorile varianțelor și covarianțelor se extrag din anexa II (pentru eșantioane cenzorate), sau anexa III (pentru eșantioane necenzorate).

S-a observat [2] că se poate scrie relația aproximativă :

$$\frac{\nu}{m}e^{W(d)} \sim \chi^2(\nu),$$

unde :

$$\nu = \frac{8v+12}{v^2+6v}, \tag{8}$$

iar :

$$m = \exp\left[-d + H(\nu)\right], \tag{9}$$

cu :

$$H(\nu) = \frac{15\nu^2+5\nu+6}{15\,\nu^3+6\nu}. \tag{10}$$

Ca urmare, limita inferioară a valorii fiabilității la un moment de funcționare t_g și la un nivel de încredere γ este dată de :

$$\tilde{\tilde{R}}_{\inf}(t_g) = \exp\left[-\exp W_\gamma(d)\right] =$$

$$= \exp\left[-\left(\frac{m}{\nu}\chi^2_\gamma(\nu)\right)\right]. \tag{11}$$

Pentru γ dat și ν determinat din (8) se obține $\chi^2_\gamma(\nu)$ cu ajutorul aproximației Wilson — Hilferty.

6. Limita de încredere γ a vieții fiabile V_R

Pe baza rezultatelor derivate din studiul cantității pivotale Z_p[19] se poate scrie aproximația prin distribuția Fisher Snedecor dată de relația :

$$\frac{\tilde{\tilde{u}} - (B/A)\tilde{\tilde{b}} - x_p}{-\tilde{\tilde{b}}\,[-(B/A)+d]} \sim F_\gamma(\nu_1, \nu_2),$$

unde x_p este cuantila $p = 1 - R$ a modelului defectărilor descris de funcția-valoare extremă.

Gradele de libertate se calculează cu formulele :

$$\begin{cases} \nu_1 = \dfrac{2[(-B/A)+d]^2}{C - (B^2/A)} \\ \nu_2 = 2/A. \end{cases} \tag{12}$$

Valoarea funcției $F_\gamma(\nu_1, \nu_2)$ se calculează pentru γ, nivelul de încredere, cu ajutorul relației :

$$\log_{10}F_\gamma(\nu_1, \nu_2) = \left(\frac{a}{\sqrt{g-b}} - cf\right) \tag{13}$$

unde :

$$g = \frac{2\nu_1\nu_2}{\nu_1+\nu_2} \quad \text{și} \quad f = \frac{\nu_2-\nu_1}{\nu_1\nu_2}, \tag{14}$$

iar a, b și c se extrag din tabelul 2.

Limita inferioară a cuantilei $p = 1 - R$ (adică a vieții fiabile V_R), pentru valorile γ și R specificate, este dată de relația :

$$(\tilde{\tilde{x}}_p)_\gamma = \tilde{\tilde{u}} - \left(\frac{B}{A}\right)\tilde{\tilde{b}} - F_\gamma(\nu_1, \nu_2)\tilde{\tilde{b}}\left[-\left(\frac{B}{A}\right) -\right.$$

$$\left. -\ln(-\ln R)\right], \tag{15}$$

$F_\gamma(\nu_1, \nu_2)$ corespunde valorii $F(\nu_1, \nu_2)$ tabelate (α = nivel semnificație).

Tabelul 2

γ%	50	75	90	95	97,5	99	99,5
a	0	0,5859	1,1131	0,4287	1,7023	2,0206	2,2373
b	—	0,58	0,77	0,95	1,14	1,40	1,61
c	0,290	0,355	0,527	0,681	0,846	1,093	1,250

7. Modificarea estimatorilor liniari simpli ELS pentru reducerea erorii medii pătratice (EMP)

Este posibil să se determine funcţii liniare ale lui u şi b care minimizează eroarea mediei pătratice (EMP).

Distribuţia aproximativă pentru estimatorul modificat b se calculează cu relaţia :

$$(h+2)\frac{b^*}{b} \sim \chi^2(h).$$

Se notează cu * estimatorii liniari simpli modificaţi (ELSM), care se calculează cu relaţiile [2] :

$$b^* = \frac{\tilde{\tilde{b}}}{1+A} \tag{16}$$

şi :

$$u^* = \tilde{\tilde{u}} - Bb^*. \tag{17}$$

Anexa I

Cazul eşantion cenzorat

Valori asimptotice k_0, coeficienţi k_1, coeficienţi k_1 şi k_2 pentru relaţia :

$$k_{r,n} = k_0 + \frac{k_1}{n} + \frac{k_2}{n^2}.$$

Valori asimptotice W_0, coeficienţi W_1 şi W_2 pentru relaţia : $W_{r,n} = W_0 + \frac{W_1}{n} + \frac{W_2}{n^2}$.

	r/n								
	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9
k_0	0,10265	0,21129	0,32723	0,45234	0,58937	0,74274	0,92026	1,1382	1,14436
k_1	−1,0271	−1,0622	1,1060	−1,1634	−1,2415	−1,3540	−1,5313	−1,8567	−2,6929
k_2	0	0,030	0,054	0,089	0,145	0,242	0,242	0,906	2,796
W_0	−2,2504	−1,49999	−1,0309	−0,67173	−0,36651	−0,08742	0,18563	0,47589	0,83403
W_1	−5,5743	−3,0740	−2,2859	−1,9301	−1,7619	−1,7114	−1,7727	−2,0110	−2,773
W_2	−7,848	−1,886	−0,767	−0,335	−0,091	−0,111	0,369	0,891	2,825

Anexa II

Cazul eşantion cenzorat
Varianţe şi covarianţe ELS ($r<n$)

n	r/n								
	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9
	$nA = n\mathrm{Var}\left(\frac{\tilde{\tilde{b}}}{b}\right)$								
10		9,488	4,609	2,979	2,161	1,667	1,336	1,096	0,9197
20	19,49	6,324	3,686	2,552	1,920	1,515	1,234	1,028	0,8784
30	14,62	5,691	3,455	2,436	1,851	1,471	1,204	1,008	0,8683
40	13,00	5,420	3,350	2,382	1,819	1,450	1,189	1,9981	0,8641
50	12,18	5,269	3,290	2,350	1,700	1,437	1,189	0,9925	0,8619
60	11,70	5,173	3,251	2,330	1,787	1,429	1,175	0,9888	0,8605
80	11,40	5,058	3,204	2,305	1,772	1,419	1,168	0,984	0,859
100	10,83	4,921	3,177	2,290	1,763	1,413	1,164	0,9816	0,858
∞	9,746	4,742	3,070	2,232	1,728	1,390	1,148	0,9710	0,8549

(continuare anexa 2)

	$nB = n\ \mathrm{Cov}\left(\frac{\tilde{\tilde{u}}}{u}, \frac{\tilde{\tilde{b}}}{b}\right)$								
10		17,58	6,109	2,868	1,474	0,7502	0,3344	0,0826	−0,0694
20	49,91	10,75	4,505	2,254	1,184	0,5975	0,2500	0,0373	−0,0856
30	35,98	9,397	4,107	2,089	1,102	0,5533	0,2253	0,0245	−0,0883
40	31,36	8,819	3,927	2,012	1,064	0,5323	0,5323	0,2136	−0,0891
50	29,06	8,499	3,825	1,967	1,041	0,5200	0,2068	0,0150	−0,0894
60	27,68	8,296	3,750	1,938	1,026	0,5120	0,2023	0,0127	−0,0895
80	26,1	8,05	3,68	1,90	1,008	0,502	0,197	0,010	−0,089
100	25,3	7,91	3,63	1,88	0,998	0,496	0,194	0,008	−0,089
∞	22,19	7,383	3,45	1,801	0,9562	0,4734	0,1807	0,0019	−0,0891
	$nC = n\mathrm{Var}\left(\frac{\tilde{\tilde{u}}}{b}\right)$								
10		39,04	12,052	5,609	3,233	2,172	1,650	1,384	1,255
20	140,7	23,96	9,136	4,666	2,850	2,000	1,570	1,350	1,248
30	100,4	20,96	8,416	4,410	2,743	1,949	1,546	1,339	1,248
40	87,6	19,68	8,088	4,292	2,692	1,925	1,534	1,335	1,249
50	80,39	18,97	7,901	4,223	2,663	1,911	1,528	1,332	1,249
60	76,40	18,52	7,781	4,179	2,643	1,902	1,524	1,331	1,249
∞	60,53	16,50	7,219	3,967	2,550	1,859	1,503	1,323	1,251

Anexa III

Cazul eşantion necensorat

Constante k_n pentru eliminarea deplasării
Varianţe şi covarianţe ELS ($r = n$)

n	k_n	$nA = n\mathrm{Var}\left(\frac{\tilde{\tilde{b}}}{b}\right)$	$nC = n\ \mathrm{Var}\left(\frac{\tilde{\tilde{u}}}{b}\right)$	$nB = n\ \mathrm{Cov}\left(\frac{\tilde{\tilde{u}}}{b}, \frac{\tilde{\tilde{b}}}{b}\right)$	n	k_n	$nA = n\ \mathrm{Var}\left(\frac{\tilde{\tilde{b}}}{b}\right)$	$nC = n\ \mathrm{Var}\left(\frac{\tilde{\tilde{u}}}{b}\right)$	$nB = n\mathrm{Cov}\left(\frac{\tilde{\tilde{u}}}{b}, -\frac{\tilde{\tilde{b}}}{b}\right)$
2	0,6931	1,4237	1,3191	0,1286	32	1,4665	0,6746	1,1585	−0,2267
3	0,9808	1,0428	1,2258	−0,0621	33	1,4795	0,6735	1,1599	−0,2258
4	1,1507	0,9198	1,2056	−0,1151	34	1,4920	0,6725	1,1613	−0,2248
5	1,2674	0,8623	1,2009	−0,1357	35	1,5040	0,6718	1,1627	−0,2238
6	1,3545	0,8312	1,2015	−0,1442	36	1,5156	0,6712	1,1641	−0,2228
7	1,1828	0,7958	1,1637	−0,1872	37	1,5266	0,6707	1,1655	−0,2218
8	1,2547	0,7700	1,1647	−0,1938	38	1,4795	0,6702	1,1586	−0,2279
9	1,3141	0,7526	1,1668	−0,1970	39	1,4904	0,6694	1,1598	−0,2270
10	1,3644	0,7405	1,1695	−0,1981	40	1,5009	0,6687	1,1611	−0,2262
11	1,4079	0,7321	1,1725	−0,1980	41	1,5110	0,6682	1,1623	−0,2253
12	1,4461	0,7263	1,1755	−0,1970	42	1,5208	0,6677	1,1635	−0,2244
13	1,3332	0,7262	1,1570	−0,2148	43	1,5303	0,6674	1,1646	−0,2234
14	1,3686	0,7129	1,1594	−0,2148	44	1,4891	0,6671	1,1587	−0,2287
15	1,4004	0,7072	1,1618	−0,2144	45	1,4984	0,6664	1,1598	−0,2279
16	1,4293	0,7029	1,1643	−0,2135	46	1,5075	0,6659	1,1609	−0,2271
17	1,4556	0,6996	1,1668	−0,2123	47	1,5163	0,6655	1,1619	−0,2263
18	1,4799	0,6972	1,1692	−0,2109	48	1,5248	0,6651	1,1630	−0,2255
19	1,3960	0,6954	1,1565	−0,2224	49	1,5331	0,6649	1,1640	−0,2247
20	1,4192	0,6919	1,1585	−0,2216	50	1,5411	0,6647	1,1651	−0,2238
21	1,4408	0,6891	1,1606	−0,2207	51	1,5046	0,6642	1,1598	−0,2285
22	1,4609	0,6869	1,1626	−0,2196	52	1,5126	0,6638	1,1608	−0,2278
23	1,4797	0,6852	1,1645	−0,2184	53	1,5204	0,6635	1,1617	−0,2271
24	1,4975	0,6838	1,1665	−0,2171	54	1,5279	0,6632	1,1627	−0,2264
25	1,5142	0,6828	1,1684	−0,2157	55	1,5352	0,6630	1,1636	−0,2256
25	1,4479	0,6811	1,1584	−0,2248	56	1,5424	0,6628	1,1645	−0,2249
27	1,4642	0,6795	1,1601	−0,2239	57	1,5096	0,6625	1,1698	−0,2291
28	1,4796	0,6781	1,1618	−0,2228	58	1,5167	0,6621	1,1607	−0,2284
29	1,4943	0,6770	1,1634	−0,2217	59	1,5236	0,6619	1,1615	−0,2277
30	1,5083	0,6761	1,1650	−0,2206	60	1,5304	0,6616	1,1624	−0,2271
31	1,5216	0,6755	1,1666	−0,2194		1,5692	0,6482	1,1624	−0,2309

Anexa IV

Valorile funcției gama

a	$\Gamma(a)$	a	$\Gamma(a)$	a	$\Gamma(a)$	a	$\Gamma(a)$
1,00	1,00000	1,25	0,90640	1,50	0,88623	1,75	0,91906
1,01	0,99483	1,26	0,90440	1,51	0,88659	1,76	0,92137
1,02	0,98884	1,27	0,90250	1,52	0,88704	1,77	0,92376
1,03	0,98355	1,28	0,90072	1,53	0,88757	1,78	0,92623
1,04	0,97544	1,29	0,89904	1,54	0,88818	1,79	0,92877
1,05	0,97350	1,30	0,89747	1,55	0,88837	1,80	0,93138
1,06	0,96874	1,31	0,89600	1,56	0,88964	1,81	0,93408
1,07	0,96415	1,32	0,89464	1,57	0,89049	1,82	0,93685
1,08	0,95973	1,33	0,89338	1,58	0,89142	1,83	0,93969
1,09	0,95546	1,34	0,89222	1,59	0,89243	1,84	0,94261
1,10	0,95135	1,35	0,89115	1,60	0,89352	1,85	0,94561
1,11	0,94739	1,36	0,89018	1,61	0,89468	1,86	0,94869
1,12	0,94359	1,37	0,88931	1,62	0,89592	1,87	0,95184
1,13	0,93993	1,38	0,88854	1,63	0,89724	1,88	0,95507
1,14	0,93642	1,39	0,88785	1,64	0,89864	1,89	0,95838
1,15	0,93304	1,40	0,88726	1,65	0,90012	1,90	0,96177
1,16	0,92980	1,41	0,88676	1,66	0,90167	1,91	0,96523
1,17	0,92670	1,42	0,88636	1,67	0,90330	1,92	0,96878
1,18	0,92973	1,43	0,77604	1,68	0,90500	1,93	0,97240
1,19	0,92088	1,44	0,88580	1,69	0,90678	1,94	0,97610
1,20	0,91817	1,45	0,88565	1,70	0,90864	1,95	0,97988
1,21	0,91558	1,46	0,88560	1,71	0,91057	1,96	0,98374
1,22	0,91311	1,47	0,88563	1,72	0,91258	1,97	0,98768
1,23	0,91075	1,48	0,88575	1,73	0,91466	1,98	0,99171
1,24	0,90850	1,49	0,88595	1,74	0,91683	1,99	0,99581

$$\Gamma(a) = \int_0^\infty e^{-x} x^{a-1}\, dx,$$

$$\Gamma(a+1) = a\Gamma(a),$$

$$\Gamma(3,6) = 2,6\Gamma(2,6) = 2,6 \cdot 1,6\ \Gamma(1,6) = 3,71704,$$

$$\Gamma(0,5) = \frac{\Gamma(1,5)}{0,5} = 1,77246,$$

Studiu de caz I

Date experimentale (eșantion cenzorat)

Se dispune de timpii pînă la defectare ai $r = 28$ unități din 40 unități supuse probelor de fiabilitate (în 10^4 ore):

$$\sum_{i=1}^{28} t_i = 16,96760; \qquad \sum_{i=1}^{28} x_i = -24,1950.$$

Să se determine:

a. Estimatorii punctuali pentru parametrii b și u, respectiv β și η.

b. Intervalul de încredere 90% pentru b, respectiv β.

c. Valoarea fiabilității la $t_g = 0,5 \times 10^4$ ore.

d. Media timpului de bună funcționare MTBF și varianța (valori punctuale).

Tabelul 3

t_i	$x_i = \ln t_i$	t_i	$x_i = \ln t_i$	t_i	$x_i = \ln t_i$	t_i	$x_i = \ln t_i$
0,0507	−2,982	0,2481	−1,394	0,5621	−0,576	1,0336	0,033
0,0579	−2,849	0,2501	−1,386	0,5781	−0,548	1,0337	0,037
0,0784	−2,546	0,2811	−1,269	0,7811	−0,247	1,0471	0,046
0,0954	−2,350	0,3027	−1,195	0,8228	−0,195	1,0876	0,084
0,1377	−1,983	0,3091	−1,174	0,9455	−0,056	1,2473	0,221
0,2249	−1,492	0,4296	−0,845	0,9871	−0,013	1,2473	0,221
0,2362	−1,443	0,5379	−0,620	1,0060	−0,006	1,3445	0,296

e. Valoarea punctuală a vieții fiabile la $R = 0.9$.
f. Limita inferioară a fiabilității la $t_g = 0{,}5 \times 10^4$ ore și la nivel de încredere de 90%.
g. Limita inferioară a vieții fiabile la $R = 0{,}9$ și la nivel de încredere de 90%.

SOLUȚII: $n = 40$ $r = 28$ $r : n = 0{,}7$.

a. Din anexa I:

$$k_{r,n} = 0{,}92026 - \frac{1{,}5313}{40} + \frac{0{,}433}{(40)^2} = 0{,}88225,$$

$$W_{r,n} = 0{,}18563 - \frac{1{,}7727}{40} + \frac{0{,}369}{(40)^2} = 0{,}1416, \qquad (1a')$$

$$\tilde{\tilde{b}} = \frac{1}{\tilde{\tilde{\beta}}} = \frac{28(0{,}296) + 24{,}195}{40(0{,}88225)} =$$

$$= 0{,}92046 \text{ și } \tilde{\tilde{\beta}} = 1{,}0864 \sim 1{,}09,$$

$$\tilde{\tilde{u}} = \ln \tilde{\tilde{\eta}} = 0{,}296 - 0{,}1416\,(0{,}92046) =$$

$$= 0{,}16566,$$

$$\tilde{\tilde{\eta}} = e^{\tilde{\tilde{u}}} = 1{,}18018 \sim 1{,}18 \text{ (adică 11802 ore).} \qquad (2a')$$

Expresia fiabilității Weibull:

$$R(t) = \exp\left[- \left(\frac{t}{1{,}18} \right)^{1{,}09} \right].$$

b. Din anexa II pentru $n = 40$ și $r/n = 0{,}7$ se extrage valoarea $nA = n \operatorname{var}\left(\frac{\tilde{\tilde{b}}}{b} \right) = 1{,}189$.

Numărul gradelor de libertate ale funcției $\chi^2(h)$ este:

$$h = \frac{2n}{nA} = \frac{2(40)}{1{,}189} = 67{,}3. \qquad (4')$$

Intervalul bilateral de încredere 90% pentru b se construiește [6, 20] cu relația:

$$\text{Prob}\left[\frac{\chi^2_{0{,}05}\,(67{,}3)}{67{,}3} \leqslant \frac{\tilde{\tilde{b}}}{b} \leqslant \frac{\chi^2_{0\,95}\,(67{,}3)}{67{,}3} \right] = 0{,}9.$$

Utilizînd aproximația Wilson — Hilferty și tabelul 1 se obține:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dfrac{\chi^2_{0\,05}\,(67{,}3)}{67{,}3} = \left(1 - \dfrac{2}{9(67{,}3)} - 1{,}645 \sqrt{\dfrac{2}{9(67{,}3)}} \right)^3 = 0{,}7344, \\ \text{și.:} \qquad (5') \\ \dfrac{\chi^2_{0{,}95}\,67{,}3}{(67{,}3)} = \left(1 - \dfrac{2}{9(67{,}3)} + 1{,}645 \sqrt{\dfrac{2}{9(67{,}3)}} \right)^3 = 1{,}2993. \end{array} \right.$$

Inegalitatea se scrie:

$$\text{Prob}\left(0.7344 \leqslant \left(\frac{\tilde{\tilde{b}}}{b} \right) \leqslant 1{,}3 \right) = 0{,}9.$$

Pentru $\tilde{\tilde{b}} = 0{,}921$ rezultă:

$$0{,}7083 \leqslant b \leqslant 1{,}254,$$

respectiv în expresie Weibull:

$$0{,}8 \leqslant \beta \leqslant 1{,}41.$$

c. $R(0{,}5) = \exp\left[- \left(\frac{0{,}5}{1{,}18} \right)^{1{,}09} \right] = 0{,}6756.$

d. $\text{MTBF} = \eta \Gamma\left(1 + \frac{1}{\beta} \right) = 1{,}18\ \Gamma\left(1 + \frac{1}{1{,}09} \right) =$

$= 1{,}18\ \Gamma\ (1{,}91743) = 1{,}18(0{,}96786) = 1{,}14207,$

adică MTBF = 11 420 ore.

Valoarea funcției gama se obține prin interpolare din anexa IV.

$$\text{Var } T = \eta^2 \left[\Gamma\left(1 + \frac{2}{\beta} \right) - \Gamma^2\left(1 + \frac{1}{\beta} \right) \right] =$$

$= (1{,}18)^2\ [1{,}83486\ \Gamma\ (1{,}83486) - (0{,}96786)^2],$

$\text{Var } T = 1{,}048$

și deviația standard $\sigma = \sqrt{\text{Var } T} = 1{,}048$.

Notă: Se ține seama de proprietatea $\Gamma(1 + x) = x \cdot \Gamma(x)$.

e. Din expresia fiabilității Weibull stabilită mai sus, se obține expresia cuantilei $p = 1 - R$ egală cu viața fiabilă la $R = 0{,}9$:

$$\tilde{\tilde{V}}_{0{,}9} = \tilde{\tilde{t}}_{0{,}1} = \tilde{\tilde{\eta}}\ (-\ln R)^{\frac{1}{\beta}} = 1{,}18\ (-\ln 0{,}9)^{0{,}92} =$$

$= 1{,}4885,$

adică: $V_{0{,}9} = 1\,488$ ore.

f) $d = -\ln\ (-\ln\ 0{,}6756) = 0{,}93610.$

Din anexa II se extrag varianțele și covarianțele pentru $n = 40$ $r/n = 0,7$ și se obține :

$$v = \frac{1}{40}[1,534 + (0,9361)^2(1,189) -$$

$$- 2\,(0,9361)\;(0,2136)] = 0,0544 \qquad (7')$$

$$\nu = \frac{8(0,0544) + 12}{(0,0544)^2 + 6(0,0544)} = 37,7511 \qquad (8')$$

$$H(\nu) = \frac{15(37,7511)^2 + 5(37,7511) + 6}{15(37,7511)^3 + 6(37,7511)} = 0,02672$$

(10')

$$m = \exp\,(-\,0,9361 + 0,02672) = 0,4028. \qquad (9')$$

Rezultă :

$$\frac{\chi^2_{0,9}(37,7511)}{37,7511} = \left(1 - \frac{2}{9(37,7511)} + \right.$$

$$\left. + 1,282\sqrt{\frac{2}{9(37,7511)}}\right)^3 = 1,304. \qquad (5')$$

Ca urmare :

$$R_{\inf} \doteq \exp\,[-\,0,403\,(1,304)] = 0,5914, \qquad (11')$$

$$\text{g.}\begin{cases} \nu_1 = \dfrac{2(40)\left[-\dfrac{0,2136}{1,189} + 1,4999\right]^2}{\left[1,534 - \dfrac{(0,2136)^2}{1,189}\right]} = 93,24, \\ \nu_2 = \dfrac{2(40)}{1,189} = 67,3 \end{cases} \qquad (12')$$

$$g = \frac{2(93,24)\,(67,3)}{93,24 + 67,3} = 78,17\,, \qquad (13')$$

$$f = \frac{67,3 - 93,24}{(67,3)\,(93,24)} = -\,0,0041.$$

Pentru $\gamma = 0,9$ din tabelul 2 reiese :

$$a = 1,1131,\quad b = 0,77\,;\quad c = 0,527.$$

Rezultă pentru nivelul de încredere 0,9 :

$$\log_{10} F_{0,9}(\nu_1,\ \nu_2) =$$

$$= \left[\frac{1,1131}{\sqrt{78,17 - 0,77}} + (0,527)\,(0,0041)\right] = 0,1243.$$

(14')

Deci :

$$F_{0,9}\,(93,24\,;\,67,3) = (10)^{0,1243} = 1,3314. \qquad (14')$$

Limita inferioară a cuantilei $p = 1 - R = 0,1$ (adică pentru 10% defectări) la nivel de încredere $\gamma = 0,9$.

$$(\widetilde{x}_{0,1})_{0,9} = 0,166 - \left(\frac{0,2136}{1,189}\right)(0,921) -$$

$$-(1,3314)\,(0,921)\left[-\left(\frac{0,2136}{1,189}\right) - \ln(-\ln 0,9)\right] =$$

$$= 0,00055 - (1,22622)\;(2,07072) = -\,0,23651$$

(15')

Deci viața fiabilă Weibull pentru $R = 0,9$ la $\gamma = 0,9$ este $(V_{0,9}) = e^{-0,23651} = 0,07898$, adică ~ 790 ore.

Estimatori liniari simpli modificați (ELSM) pentru a minimiza eroarea medie pătratică :

$$\text{Ec(16)}\quad b^* = \frac{0,92046}{1 + \dfrac{1,189}{40}} = 0,89389, \text{ adică } \beta^* =$$

$$= 1,1187 \sim 1,12,$$

$$\text{Ec(17)}\quad u^* = 0,16566 - \frac{0,2136}{40}(0,89389) =$$

$$= 0,16089,$$

și : $\eta^* = e^{0,16089} = 1,17456$, adică 11745 ore.

Comparația rezultatelor :

Tabelul 4

Metoda	Parametrul		$R(0,5)$
	β	η	
EVM	1,0978	1,1693	0,6747
ELS	1,0864	1,1802	0,6756
ELSM	1,1187	1,1746	0,6808

Studiu de caz 2

Date experimentale (eșantion necensorat)

Se dispune de timpii pînă la defectarea tuturor celor $n = 25$ unități (unitatea 10^4 ore).

Se cer aceleași chestiuni a fi rezolvate ca în cazul precedent.

a. $S = [0,84n] = (0,84\,.\,25) = 21,$

$$\sum_{i=1}^{21} x_{i:n} = 4,0589 \sum_{i=22}^{25} x_{i:n} = 4,3113,$$

$$\sum_{i=1}^{25} x_i = 8,37020.$$

Tabelul 5

t_i	$x_i = \ln t_i$	t_i	$x_i = \ln t_i$	t_i	$x_i = \ln t_i$	t_i	$x_i = \ln t_i$
0,3761	−0,9779	1,3162	0,2747	1,7172	0,5407	1,9310	0,6580
0,5903	−0,5271	1,3545	0,3034	1,7708	0,5714	3,0466	1,1140
0,6288	−0,4639	1,3592	0,3069	1,7961	0,5856	3,0530	1,1161
0,6461	−0,4368	1,5319	0,4265	1,8487	0,6145	4,1505	1,4232
0,75	−0,2877	1,57	0,4511	1,8802	0,6314		
0,7705	−0,2607	1,6173	0,4808	1,8889	0,6360		
1,0509	−0,0496	1,6560	0,5044	1,8889	0,6360		

Din anexa III $k_{25} = 1,5142$, (1'')

$$\tilde{\tilde{b}} = \frac{1}{\tilde{\tilde{\beta}}} \cdot \frac{-4,0589 + \left(\frac{21}{4}\right)(4,31113)}{25(1,5142)} =$$

$$= 0,4907 \text{ și } \tilde{\tilde{\beta}} = 2,038 \sim 2,04,$$

$$\tilde{\tilde{u}} = \frac{8,37020}{25} + (0,5772)(0,4907) = 0,618 \text{ și } \tilde{\tilde{\eta}} =$$

$$= e^{\tilde{\tilde{u}}} = 1,85521, \quad (2'')$$

adică : $n = 18\,552$ ore .

Expresia fiabilității Weibull :

$$R(t) = \exp\left[-\left(\frac{t}{1,855}\right)^{2,04}\right]$$

b. Din anexa III se extrage pentru $n = 25$ valoarea $nA = nVar\left(\frac{\tilde{\tilde{b}}}{b}\right) = 0,6828$,

$$h = \frac{2n}{nA} = \frac{2(25)}{0,6826} = 73,26. \quad (4'')$$

c. $\tilde{\tilde{R}}(0,5) = \exp\left[-\left(\frac{0,5}{1,8552}\right)^{2,04}\right] = 0,9334 \sim$

$\sim 93,34\%$

d. $MTBF = 1,8552\,\Gamma\left(1 + \frac{1}{2,04}\right) = 1,8552\,\Gamma \cdot (1,49) = 1,8552(0,88595) = 1,6436$ adică 16 436 ore (s-a utilizat anexa IV pentru determinarea valorii gama):

$$\text{Var } T = (1,8552)^2\left[\Gamma\left(1 + \frac{2}{2,04}\right) - \Gamma^2\left(1 + \frac{1}{2,04}\right)\right] = (1,8552)^2[\Gamma(1,98) -$$

$$- \Gamma(1,49) = (1,8552)^2\,[0,99171 - (0,88595)^2] =$$

$$= 0,71177$$

și deviația standard $\sigma = \sqrt{\text{Var } T} = 0,84366$

e. $V_{0,9} = t_{0,1} = 1,8552\,(-\ln 0,9)^{0,4907} = 0,61492$, adică 6 149 ore.

f. $d = -\ln(-\ln 0,9334) = 2,67479.$ (6'')

$$\begin{cases} \dfrac{\chi^2_{0\,05}(73,26)}{73,26} = \left(1 - \dfrac{2}{9(73,26)} - 1,645\sqrt{\dfrac{2}{9(73,3)}}\right)^3 = 0,7446 \\ \dfrac{\chi^2_{0,95}(73,26)}{73,26} = \left(1 - \dfrac{2}{9(73,26)} + 1,645\sqrt{\dfrac{2}{9(73,26)}}\right)^3 = 1,2864. \end{cases} \quad (5'')$$

Deci inegalitatea se scrie :

$$\text{Prob. } (0,745 \leqslant \tilde{\tilde{b}}/b \leqslant 1,29) = 0,9.$$

Pentru $\tilde{\tilde{b}} = 0,4907$ se obține intervalul de încredere $\gamma = 0,9$ bilateral :

$$0,38 \leqslant b \leqslant 0,66,$$

respectiv :

$$1,5 \leqslant \beta \leqslant 2,6.$$

Din anexa III se extrag variațele și covariațele la $n = 25$.

Se obține :

$$v = \frac{1}{25}(1,1684 + (2,67479)^2\,(0,6826) -$$

$$- 2(2,67479)\,(-0,2157) = \frac{1}{25}(1,1684 +$$

$$+ 4,88366 + 1,15390) = 0,28824. \quad (7'')$$

$$\nu = \frac{8(0,28824) + 12}{(0,28824)^2 + 6(0,28824)} = 7,89283, \quad (8'')$$

$$H(\nu) = \frac{15(7,89283)^2 + 5(7,89223) + 6}{15(7,89283)^3 + 6(7,89283)} = 0,13201, \quad (10'')$$

$$m = \exp(-2,67479 + 0,13201) = 0,07865. \quad (9'')$$

Rezultă :

$$\frac{\chi^2_{0,9}(7,89283)}{7,89283} =$$

$$= \left(1 - \frac{2}{9(7,89283)} + 1,282\sqrt{\frac{2}{9(7,89283)^2}}\right)^3 =$$

$$= 1,04842.$$

Ca urmare :

$$\widetilde{R}_{inf} = \exp[-0,07865(1,04842)] = 0,92085 \sim$$

$$\sim 92\%.$$

g. Extragem valorile variantelor şi covariantelor din anexa III :

$$\nu_1 = \frac{2(25)\left[-\left(\frac{0,2157}{0,6826}\right) + 2,76479\right]}{1,1684 - \frac{(0,2157)^2}{0,6826}} =$$

$$= 135,91532,$$

$$\nu_2 = \frac{2(25)}{0,6828} = 73,22709,$$

$$g = \frac{2(135,91532)(73,22709)}{135,91532 + 73,22709} = 89,90383,$$

$$f = \frac{73,22709 - 135,91532}{(73,22709)(135,91532)} = 0,00630.$$

Pentru $\gamma = 0,9$, din tabelul 2 se obtine :

$$a = 1,4131 ; \; b = 0,77 ; \; c = 0,527.$$

Rezultă pentru nivelul de încredere $\gamma = 0,9$:

$$\log_{10} F(\nu_1, \nu_2) =$$

$$\left(\frac{1,1131}{\sqrt{89,90383 - 0,77}} - (0,527)(-0,0063)\right) =$$

$$= 0,12122.$$

Deci :

$$F_{0,9}(135,92 ; 73,23) = (10)^{0,12122} = 1,32197.$$

Limita inferioară a cuantilei $p = 1 - R = 0,1$ (adică pentru 10% defectări) la nivelul de încredere 0,9 :

$$\widetilde{x}_{0,1)0,9} = 0,618 - \left(\frac{-0,2157}{0,6828}\right)(0,4907) -$$

$$1,32197(0,4907)\left[-\left(\frac{-0,2157}{0,6828}\right) + 2,25037\right] = 0,618 + 0,15501 - 1,66186 =$$

$$= -0,88885.$$

Deci viaţa fiabilă Weibull pentru $R = 0,9$, la $\gamma = 0,9$ este :

$(V_{0,9})_{0,9} = e^{0,88885} = 0,41113$, adică 4 111 ore.

*

Estimatorii liniari simpli modificaţi (ELSM) pentru a minimiza eroarea medie pătratică :

$$b^* = \frac{0,4907}{1 + \frac{0,6828}{25}} = 0,477267 \text{ şi } \beta^* = 2,09356.$$

Respectiv :

$$u^* = 0,618 - \left(-\frac{0,2157}{40}\right) 0,4907 = 0,62065$$

şi $\eta^* = 1,86013$ adică $\eta^* = 18,601$ ore.

Comparaţia rezultatelor :

Metoda	Parametrii		$R(0,5)$
	β	η	
EVM	2,05	18223	0,9318
ELS	2,04	18552	0,9335
ELSM	2,01	18601	0,9312

Bibliografie

[1] *Bain L.J.* Inferences based on censored sempling from the Weibull or extreme value distribution. Technometrics, vol 14 1972 p. 693 — 702.

[2] *Bain L. J.* Statistical analysis of reliability and life testing models. Wiley New York, 1978.

[3] *Billmann, B. R., Antle, Ch. E., Bain, L. J.* Statical inference from censored Weibull samples, Technometrics, vol 14, 1972 p. 831 — 840.

[4] *Boşianu, A* Fiabilitatea. Estimatori BIL Weibull. Normă de calcul IMEB, 1986.

[5] *Boşianu A şi Boşianu L* Utilizarea calculatorului electronic în studiul fiabilităţii, A doua Conferinţă Naţională de Calitate şi Fiabilitate, Herculane, 1988.

[6] *Ciucu G, Craiu, V* Inferenţă statistică. Editura Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1974.

[7] *Cohen, A. C.* Maximum likelihood estimation în Weibull distribution based on complete and censored samplex Technometrics, vol. 7 1965, p. 579 — 588.

[8] *Engelhardt, M., Bain, L. J.* Some complete and censored rezults for the Weibull or extreme value distribution, Technometrics vol. 15 1973, pag. 541 — 549.

[9] *Engelhardt, M., Bain, L.J.* Some rezults on point estimation for two parameter Weibull or extreme value distribution, Technometrics, vol. 16, 1974, p. 46 — 56.
[10] *Engelhardt, M* On simple estimation of the parameters of Weibull or extreme value distribution, Technometrics vol. 17, 1975 p. 369 — 374.
[11] *Engelhardt, M., Bain, L. J.* Simplified statistical procedures of the Weibull or extreme value distribution, Technometrics, vol. 19 1977, p. 323 — 331.
[12] *Gibbons, D. I., Vance, L. G.* Asimulation study of estimation of the 2 — parameter Weibull distribution, IEEE Transactions on Reliability, 1981, vol R—30, pag. 61—66.
[13] *Iosifescu, M,* și alții. Mică enciclopedie de statistică", Editura Științifică și Enciclopedică, București, 1985.
[14] *Isaic—Maniu,* A. Metoda Weibull, Aplicații, Editura Academiei RSR București, 1983.
[15] *Mann, N. R,* Tables for obtaining the best linear invariant estimates of parameters of the Weibull distribution, Technometrics, vol 9, 1967 pag. 629 — 645.
[16] *Mann, N. R., Fertig K. S.* Tables for obtaining Weibull confidence bounds and tolerance bounds based on best linear invariant estimates of parameters of the extreme value distribution, Technometrics vol 15, 1973, p. 87 — 101.
[17] *Mann, N. R. Schafer. R.E, Singpurwalla, N. D.* Methods for statistical analysis of reliability and life data, Wiley New York, 1974.
[18] *Mann, N. R.* Simplified efficient point and interval estimators for Weibull parameters, Technometrics, vol 17, 1975, p. 361—368.
[19] *Mann, N. R.* An F approximation for two-parameter Weibull and lognormal tolerance based on possibly censored data, Naval Research Logistic Quarterly, vol 24, p 187 — 196. 1977,
[20] *Mihoc, Gh, Craiu V* Tratat de statistică matematică vol. I. Selecție și Estimație, Editura Academiei RSR București, 1976.
[21] *Nelson, W* Applied data analysis, Wiley New York, 1982.
[22] *Niculescu D, Livovschi L.* Programul NLDL—1 pentru estimarea parametrilor modelului Weibull biparametric al defectărilor, fiabilității și indicatorilor de fiabilitate prin metoda versosimilității maxime. Programul NLDL —2 pentru verificarea concordanței datelor experimentale cu modelul biparametric Weibull al defectărilor. Centrul de Calcul al Universității București, 1988.
[23] *Sinha, S. K.* Reliability and life testing, Wiley New York, 1986.
[24] *Thoman D.R. Bain, L. J., Antle, Ch, E* Inferences on the parameters of the Weibull distribution, Technometrics vol 11 1969, p. 445—460,
[25] *Thoman, D.R. Bain, L. J., Antle, Ch, E* Reliability tolerance limits in the Weibull distribution, Technometrics, vol 12, 1970, p. 363 — 371 ;
[26] *White. J. S.* Least-squares unbiased censored linear estimation for the log Weibull (extreme value) distribution, Journal of Industrial Mathematical Society 1964, vol 14 pag. 21—60.
[27] *White, J. S.* The moments of log Weibull order statistics General Motors Research Publication GMR—717 General Motors Corporation, Warren, Michigan, 1967,
[28] *White, J. S.* The moments of log-Weibull order statistics Technometrics, 1969 vol 11 pag. 373—386.
[29] *Wiener, U, Isaic-Maniu, A. Vodă, V.* Aplicații ale rețelelor probabiliste în tehnică, Editura Tehnică București, 1983.

Z 537.226 : 621.319.4

DIELECTRICI POLARI SINTETIC
CONDENSATOARE DE FORȚĂ

Noi mărimi caracteristice în studiul dielectricilor polari sintetici

Lucrare prezentată la Consfătuirea tehnică „Tehnologii moderne de fabricație și prelucrare a materialelor electroizolante fibroase ", Piatra Neamț, septembrie 1988

TRAIAN BĂLAN , DANA BĂLAN*, ROMEO CIOBANU**, DOMNICA CIOBANU***

Introducere

În contextul preocupărilor privind asimilarea de produse noi și tehnologii superioare, înlocuitoare de import, s-au introdus în fabricație condensatoarele de forță cu dielectric impregnat cu diferite lichide sintetice polare (clorurate, siliconice etc.), produse de vîrf ale industriei chimice românești.

Cercetările efectuate în ultimii ani asupra izolatorilor polari solizi, lichidelor polare de impregnare și a ansamblului cu polarizare interfacială au condus la concluzia că, în regimurile electrice reale, pentru caracterizarea funcționării la temperatură și frecvență variabilă sau în regim deformat sînt necesari și alți parametri, utili la nivel de proiectare și exploatare, avînd în vedere rolul preponderent în comportarea dielectrică a polimerilor sintetici conținuți.

Izolatorii sînt caracterizați din punct de vedere electric de parametrii specifici ai materialelor : permitivitatea relativă (εr), tangenta unghiului de pierderi dielectrice (tg δ), rezistivitatea de volum (ρv), de suprafață (ρs) și rigiditatea dielectrică ($Estr$). Fiecare din acești parametri definește proprietăți și domenii restrictive de utilizare, avînd, în cazul dielectricilor polari, valori specifice, care pot face posibilă definirea unei scheme electrice echivalente (fig. 1), caracterizată prin parametrii

* Dr. ing. *Bălan T.* și ing. *Bălan, D.* — I.P. Iași, Facultatea de Electrotehnică ;
** Ing. *Ciobanu, R.* — ICPE — filiala Iași.
*** Dr. ing. *Ciobanu, D.* — Intr. de Celuloză, Hîrtie și Cartoane Piatra Neamț.

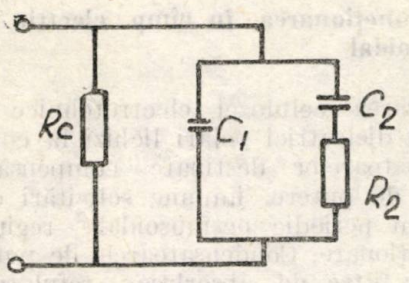


Fig.1. Schema electrică echivalentă.

de absorţbie de frecvenţă şi temperatură (fig. 2) cu următoarele expresii:

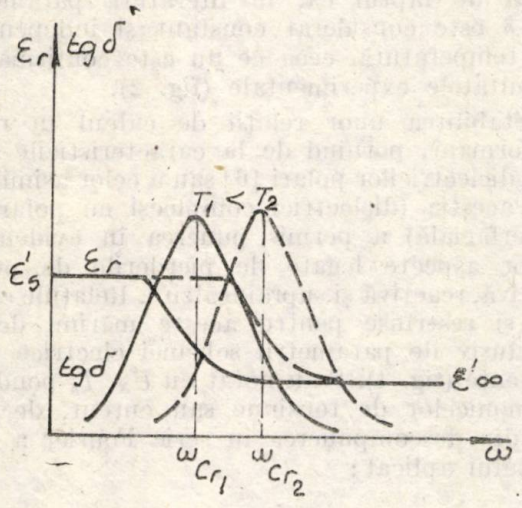


Fig.2. Caracteristici de absorbţie la două temperaturi diferite.

$$\varepsilon' = \varepsilon'_\infty + \frac{\varepsilon'_s - \varepsilon'_\infty}{1 + \omega^2\tau^2}, \quad \mathrm{tg}\delta = \frac{(\varepsilon'_s - \varepsilon'_\infty)\omega\tau}{\varepsilon' s + \varepsilon'_\infty\omega^2\tau^2},$$

$$\tau = R_2C_2.$$

În relaţii intervin termenii ε'_s — permitivitatea statică; ε'_∞ permitivitatea măsurată la frecvenţe foarte mari şi C_0 — capacitatea celulei de măsură în absenţa dielectricului, cu interdependenţa:

$$\varepsilon'_s = \frac{C_1 + C_2}{C_0},$$

$$\varepsilon'_\infty = \frac{C_1}{C_0}.$$

Parametrii schemei echivalente au semnificaţie fizică concretă şi caracterizează complet dielectricul pentru o anumită temperatură T_1.

C_1 corespunde polarizării electronice, C_2 — polarizării dipolare (de orientare), R_2 rezistenţa echivalentă pierderilor dipolare este legată de tipul de relaxare $\tau = R_2C_2$ şi RC apreciază pierderile prin conducţie, de obicei foarte reduse în cazul lichidelor sintetice polare.

Curbele de absorbţie (fig. 2) se deplasează cu temperatura alcătuind familii de caracteristici, rar indicate de cercetătorii sau producătorii acestor materiale electroizolante [1].

Determinarea parametrilor schemei echivalente (C_1, C_2, R_2, RC) este posibilă experimental [2], algoritmul de calcul necesitînd mărimi măsurabile, aparatele existînd în dotarea strictă de laborator.

Parametrii schemei echivalente determinaţi la două temperaturi diferite permit obţinerea oricărei altei caracteristici de absorbţie dorite, cu informaţii directe asupra unor parametri microscopici şi macroscopici vizînd funcţionarea dielectricului în regim real [3, 4].

1. Determinarea parametrilor moleculari

Cu ajutorul schemei echivalente se pot calcula [3] pentru orice dielectric polar: momentul electric de dipol (μ), polarizabilitatea (α) şi timpul de relaxare a polarizării în cîmp electric alternativ (τ^*):

$$\mu = V\frac{SKTb\ (1 + \omega^2\tau_x^2)^2}{4\pi N\omega^2},$$

$$\alpha = V\frac{\left(a - b\dfrac{1}{\omega\tau^x}\right)}{4\pi N},$$

$$\tau^x = \tau\frac{c_1 + 2c_0}{c_1 + c_2 + 2c_0},$$

unde: V este volumul molecular; N — numărul de molecule; K — constanta Boltzman; T — temperatura absolută; ω — pulsaţia cîmpului electric şi a şi b parametrii componentelor permitivităţii complexe din legea Clausius — Mosotti, care se pot lega direct de parametrii moleculari:

$$a = \frac{4\Pi N\alpha}{3v} + \frac{4\Pi N}{3v}\frac{\mu^2}{3KT}\frac{1}{1 + \omega^2\tau^{x2}},$$

$$b = \frac{4\Pi N}{3V}\frac{\mu^2}{3KT}\frac{\omega^2\tau^*}{1 + \omega^2\tau^{x2}}.$$

2. Influenţa temperaturii — caracteristici izotangente

Stabilirea dependentei de temperatură a parametrilor schemei echivalente dielectricilor polari lichizi este posibilă [4] prin relaţii de aproximare similare acelora de tip Eyring [5] con-

ferind noi informaţii asupra comportării dielectricului:

$$C_1 = \text{constant},$$

$$C_2 = a_1 - b_1 \cdot T,$$

$$m_2 = \frac{m}{KT} \exp.\,(n/KT).$$

Parametrii a_1, b_1, m, n care dau o apreciere globală pe un interval de temperatură se pot determina [4] experimental sau teoretic cu ajutorul a două curbe de absorbţie la două temperaturi diferite, indicate de producător.

Problema practică a utilizării şi proiectării în condiţii reale a materialelor electroizolante în limite cunoscute ale frecvenţei şi temperaturii devine astfel soluţionabilă practic, rezolvînd aspectele negative legate de deprecierea condensatoarelor, datorită pierderilor excesive, în condiţiile unor regimuri improprii de funcţionare.

Cunoaşterea limitelor critice temperatură-frecvenţă impun în prezent accesul la familiile de caracteristici de absorbţie în totalitate, standardele nu prevăd încercări electrice complexe, iar normativele se limitează la măsurări de parametri în condiţii de laborator, neviabile practic.

Cunoaşterea dependenţei de temperatură a parametrilor schemei echivalente permite directa analiză a situaţiilor critice, pe baza unor caracteristici tip, izotangente [4], trasate la pierderi dielectrice constante, tg δ (ω, T) = constant figura 3.

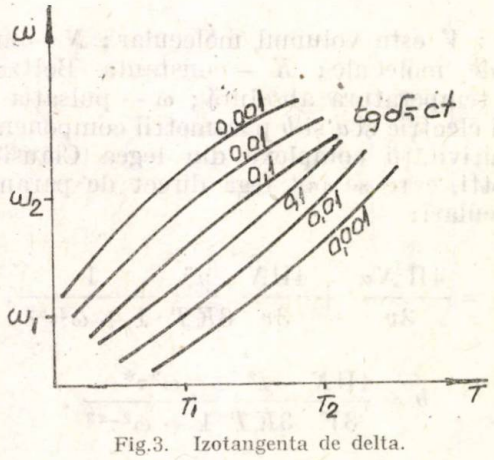


Fig.3. Izotangenta de delta.

Se poate aprecia practic intervalul de temperaturi şi frecvenţe la care încălzirea şi consumul de putere activă să fie constante, sau sub limite impuse de proiectant.

Forma plană a acestor caracteristici se poate extinde la trei dimensiuni, fiind sugestivă şi uşor de interpretat.

3. Funcţionarea în cîmp electric periodic nesinusoidal

Utilizarea celulozei electrotehnice impregnate cu dielectrici polari lichizi la construcţia condensatoarelor destinate compensării factorului de putere, impune solicitări deosebite în regim periodic nesinusoidal — regimul real de funcţionare. Condensatoarele de putere plasate în filtre de absorbţie — refulare sau în grupări rezonante pe anumite armonici cu elementele schemei electrice, sînt sediul unor curenţi armonici mari, de frecvenţe diferite.

Descrierea funcţionării corecte este îngreunată de faptul că, în literatură parametrul tg δ este considerat constant şi independent de temperatură, ceea ce nu este confirmat de rezultatele experimentale (fig. 2).

Stabilirea unor relaţii de calcul în regim deformant, pornind de la caracteristicile reale ale dielectricilor polari [6] sau a celor asimilabili cu aceştia (dielectrici complecşi cu polarizare interfacială) a permis punerea în evidenţă a unor aspecte legate de pierderile de putere activă, reactivă şi supraîncălzire. Relaţiile extinse şi restrînse pentru aceste mărimi depind exclusiv de parametrii schemei electrice echivalente (fig. 4). S-au notat cu U_N, I_n ponderile armonicelor de tensiune sau curent, de rang n, din descompunerea în serie Fourier a semnalului aplicat:

$$P = \sum_{n=1}^{\infty} V_n^2 \frac{n^2\omega^2\tau C_2[(C_1 + C_2)^2 + n^2\omega^2\tau^2 C_1^2]}{(C_1 + C_2 + n^2\omega^2\delta^2 C_1)^2\,\delta\, n^2\omega^2\delta^2 C_2^2},$$

$$Q = \sum_{n=1}^{\infty} V^2 \frac{n\omega[(C_1+C_2)^2+n^2\omega^2\tau^2C_1^2](C_1 + C_2 + n^2\omega^2\tau^2 C_1)}{(C_1 + C_2 + n^2\omega^2\tau^2 C_1)^2 + n^2\omega^2\tau^2 C_2^2},$$

$$P = \omega^2\tau C_2 \sum_{n=1}^{\infty} n^2 V^2 n = \frac{\tau C_2}{(C_1 + C_2)^2} \sum_{n=1}^{\infty} I_n^2,$$

$$Q = \omega(C_1 + C_2) \sum_{n=1}^{\infty} n V_n^2 = \frac{1}{\omega(C_1 + C_2)} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n^2}{n}.$$

Fig.4. Pierderi specifice în regim deformant.

Parametrii C_1, C_2, R_2 au o semnificaţie fizică reală, legată de fenomenul de polarizare şi de aspectele chimice microscopice, dar şi una macroscopică, determinabilă experimental [2].

Similar caracteristicilor izotangente, în regim deformant se pot defini caracteristici „izopondere" în putere activă sau reactivă. Aceste caracteristici descriu regimul deformant prin echivalarea cu un regim sinusoidal, stabilind ponderea maximă a armonicilor de rang n ca regimuri-limită admise din punct de vedere al încălzirii şi al altor criterii de fiabilitate

necesare atît la nivel de proiectant, cît și de utilizator.

Concluzii

1. Pentru produsele polare (sau asimilabile acestora) este necesară cunoașterea unor parametri suplimentari față de cei indicați în normative, în scopul stabilirii regimurilor optime de funcționare, care pot prelungi durata de viață și crește fiabilitatea dielectricilor.

2. Laboratoarele producătoare trebuie să furnizeze cel puțin două caracteristici de absorbție la două temperaturi diferite, care ar permite stabilirea schemelor electrice echivalente cu parametrii legați efectiv de caracteristicile fizico-chimice moleculare.

Pe baza acestora se pot trasa caracteristici de tip izotangentă sau izopondere cu implicații directe asupra alegerii regimului optim de funcționare în parametrii reali temperatură-frecvență.

Aplicație practică

Exemplificarea se face pentru un amestec triclor-difenil (30%) + pentaclordifenil (70%)

Caracteristicile materialului:
Densitate: 1,48 kg/dm³.
Permitivitate relativă la 20°C, 50 Hz ... 5,4.
Tg δ, la 20°C, 50 Hz ... 0,007.
Rezistivitate de volum.:
la 20°C .... $5 \cdot 10^{13}$ Ωcm,
la 90°C .... 10^{12} Ωcm.
Rigiditate dielectrică:
la 20°C, 50 Hz .... 22 kV/mm.

Parametrii schemei echivalente, pe baza curbelor de catalog:
la 6°C $C_1 = 2\,682$ pF,
$C_2 = 2\,618$ pF,
$R_2 = 1\,0497$ Ω,
la 60°C $C_1 = 2\,658$ pF,
$C_2 = 1\,710$ pF,
$R_2 = 1{,}31$ Ω,
$C_0 = 1\,000$ pF.

În baza acestor date se deduc, la 26°C:
$C_1 = 2\,660$ pF,
$C_2 = 2\,287$ pF,
$R_2 = 2\,58$ Ω.

Rezistența de conducție $R = 4 \cdot 10$ Ω.

Curba de absorbție obținută teoretic se suprapune, cu eroare de maximum 5%, peste curba de catalog (la 26°C).

Parametrii moleculari la 26°C:
— timp de relaxare $\tau^x = 1{,}762 \cdot 10^{-5}$ s;
— polarizabilitatea $\alpha = 4{,}02 \cdot 10^{-40}$ Fm²;
— moment de dipol $\overline{\mu} = 2{,}877$ Debye = $= 9{,}59$ cm. $\cdot 10^{-30}$ cm.

Se regăsește dependența exponențială cu temperatura absolută a timpului de relaxare [3].

Bibliografie

[1] *Tareev, B, M.* Physics of dielectric materials. Mir Publishers Moscow 1975.
[2] *Bălan, T. și Bălan, D.* Simpozionul Tehnologic — Fiabilitate, Iași 1—3, dec 83, vol. I, p. 125.
[3] *Bălan, T, Bălan, D, Rotariu, T și Sermovschi, D.* Buletinul Științific I.P. Iași vol. IX. 1984, p. 175.
[4] *Bălan, T., Bălan, D. și Ciobanu, R.* Buletinul Științific I.P. Iași, tom. XXXIV, fasc. 1—4 Secția III 1988, p. 72.
[5] *Anderson, J., C.* Dielectrics. Chapman and Hall Ltd London 1964.
[6] *Balan, T., Balan, D. și C. Ciobanu, R.* Buletinul Științific I.P. Iași, tom XXXII fasc. 1—4 secția III, 1986, p. 65.

CZ621.318.22:621.315.61

MATERIALE ELECTROIZOLANTE
MASE DE TURNARE ELECTROIZOLANTE

Contribuții la clasificarea materialelor electroizolante. Partea a II-a

GRIGORE NICOLA* — BUCUREȘTI

În partea I-i a lucrării au fost prezentate principalele tipuri de clasificare a materialelor electroizolante, ce au avut ca bază diferite criterii de clasificare. În această lucrare se încearcă să se facă o clasificare a materialelor electroizolante organice în funcție de rezistența lor termică și care are drept criteriu indicele de temperatură sau temperatura de utilizare a ansamblului electroizolant. Prin ansamblu electroizolant se va înțelege liantul polimer sau polimerul ca atare și/sau alte materiale și, în cazul acesta, avem de a face cu un material termoplastic [5, 2].

În această parte de clasificare se are în vedere criteriul domeniului de utilizare, prezentat în partea I-i a lucrării. În partea a II-a a clasificării nu au fost cuprinse lacurile, vopselele și adezivii folosiți în electrotehnică, deoarece acestea conduc în final la diferite tipuri de materiale electroizolante.

* Ing. *Nicola Gr.* — ICPE București.
** E.E.A. — Electrotehnica 37, nr. 2/feb 1989.

1. Materiale electroizolante cu un indice de temperatură de minimum 90°

În această subgrupă de produse sînt cuprinse materialele electroizolante (care au un indice de temperatură de minimum 90°, și care, conform nomenclatorului de clasificare sînt încadrate în clasa Y de izolație termică), realizate din produse naturale sau sintetice obținute prin reacția de polimerizare, poliadiție sau policondensare cu o temperatură de înmuiere de peste 150°. În tabelul 1 sînt prezentate principalele tipuri de materiale electroizolante cu un indice de temperatură de minimum 90°.

Prin înglobarea de materiale anorganice de umplutură sau suporturi în aceste materiale, în proporție de peste 50 %, se mărește indicele de temperatură cu circa 15°, atingîndu-se în final o clasă de izolație termică superioară clasei pe care a avut-o inițial materialul component al izolației electrice.

Tabelul 1

	Denumirea materialului	Utilizări principale
I	*Materiale electroizolante folosite ca suport sau umplutură*	
	Bumbac	
	— fibră scurtă sau lungă	mase de presare
	— fire ca atare sau răsucite	mase de presare
	— țesătură	materiale stratificate
	Hîrtie celulozică	
	— de impregnare	materiale stratificate
	— de rulare	materiale stratificate
	— de cabluri	izolare cabluri
	— condensatori	condensatori în ulei
	— presspan laetheroid	izolații flexibile combinate
	Alte tipuri de hîrtie	
	— de mătase naturală	izolații flexibile combinate
	— polietilenă	,,
	Alte tipuri de țesături	
	— mătase naturală	izolații flexibile
	— mătase artificială (viscoză)	izolații flexibile
II	*Mase de turnare, înglobare, încastrare*	
	— pe bază de bitum sau bituminoase	manșoane cabluri
	— pe bază de colofoniu nebitumin.	,,
	— polimere (poliizobutilenice)	,,
III	*Lichide electroizolante*	
	— uleiuri minerale	mediu lichid tranf.
	— uleiuri poliizoprenice	,,
	— uleiuri clorurate	,,
IV	*Elastomeri naturali și sintetici*	
	— cauciuc natural	izolare conductori și cabluri
	— poliizoprenic	,,
	— policloroprenic	,,
	— poliacrilonitrilic	,,
V	*Mase plastice (termoplaste)*	
	— policlorura de vinil	izolare conductori și cabluri
	— polietilena	,,
	— polipropilena	folii și diferite piese
	— polistiren și deriv.	,,
	— esteri și eteri celulozii	,,

2. Materiale electroizolante cu un indice de temperatură peste 105°

În această subgrupă de produse sînt cuprinse materialele electroizolante cu un indice de temperatură de peste 105°. Toate aceste materiale, conform vechii nomenclaturi, corespund clasei de izolație termică A. În tabelul 2 sînt prezentate principalele tipuri de materiale electroizolante încadrate în clasa de izolație termică A.

Tabelul 2

Denumirea materialului	Utilizări principale
I. *Mase de turnare, înglobare, încastrare*	
— poliesteri nesaturaţi	execuţie diferite piese izolante, rotoare maşini electrice, mufare cabluri
— epoxidice întărite cu amine alifatice	
II. *Cauciucuri vulcanizate*	
— polietilenopropilenice	izolare cabluri şi conductoare şi cabluri ce funcţionează în condiţii speciale
— acrilice speciale	
— poliizobutilenice	
III. *Materiale plastice (termoplastice)*	
— poliamidă armată cu fibre de sticlă	diferite piese electroizolante rezistente la şoc
— esteri celulozici	diferite piese electroizol
— eteri celulozici	folii şi diferite piese
— poliacetali	diferite piese rezist. şoc
— polietilenă reticulată	izolare cabluri electrice
IV. *Izolaţii flexibile*	
— ţesături de mătase şi poliamidă acoperite cu pelicule polimere pe bază de uleiuri vegetale	Izolare de motoare electrice şi aparatură electrică clasică
— tuburi din fir ţesut (şireturi) acoperite cu pelicule polimere pe bază de uleiuri vegetale	,,
— hîrtii celulozice acoperite cu pelicule polimere pe bază de uleiuri vegetale	,,
	,,
V. *Izolaţii flexibile combinate*	
— izolaţii pe bază de mică foiţă şi hîrtie celulozică sau de mătase	,,
— izolaţii pe bază de presspan şi folii sintetice.	,,
VI. *Conductori izolaţi*	
— conductoare acoperite cu polivinil normal	fabricare de bobinaje pt. motoare rezistente la agenţi chimici
VII. *Mase de presare, prafuri de presare (termoreactive)*	
— poliesterice nesaturate armate cu fibre anorganice	diferite piese izolante
— melaminoformaldehidice cu umplutură anorganică	diferite piese cu rezistenţă la flacără, curenţi de fugă
— fenoloformaldehidice cu umplutură anorganică.	pentru climat tropical
— melaminofenoloformaldehidice cu umplutură anorganică şi organică	piese electroizolante cu utilizare normală
	piese speciale pentru climat tropical
	,,
VIII. *Materiale stratificate (plăci, tuburi, bare, profile)*	
— poliesterice nesaturate cu suport anorganic	
— epoxidice cu întăritor amine sau anhidride cu suport anorganic	piese izolante clasice cu utilizare normală
	piese izolante cu înalte performanţe electrice şi mecanice
— melaminoformaldehidice cu suport anorganic	
— melaminofenoloformaldehidice cu suport organic şi anorganic.	piese izolante cu rezistenţă la flacără şi rezis. la curenţii de fugă.
	,,

3. Materiale electroizolante cu un indice de temperatură de minimum 120°

Această subgrupă cuprinde produsele în care sistemul izolant conduce la un indice de temperatură de minimum 120°. Toate materialele electroizolante incluse în această subgrupă de produse, sînt încadrate în clasa de izolaţie termică E. Se menţionează că materialele electroizolante cu un indice de temperatură mai mic de 120°, au aplicaţii din ce în ce mai restrînse în electrotehnică, locul lor fiind însă luat de produse cu un indice de temperatură superior. În tabelul 3 se prezintă principalele tipuri de materiale electroizolante cu un indice de temperatură de minimum 120°.

4. Materiale electroizolante cu un indice de temperatură de minimum 130°

Aici sînt încadrate materialele care în ansamblu au un indice de temperatură mai mare de 130°. Din cele prezentate mai înainte rezultă că numărul de materiale electroizolante scade pe măsură ce creşte indicele de temperatură, datorită costului ridicat al materiilor prime folosite în sinteza polimerului utilizat. În tabelul 4 sînt prezentate principalele tipuri de materiale electroizolante, care au un indice de temperatură de minimum 130°. Toate aceste materiale, conform vechii nomenclaturi, sînt încadrate în clasa de izolaţie termică B.

Tabelul 3

Denumirea produsului	Utilizări principale
I. *Mase de turmare, înglobare, încastrare*	
— poliesteri nesaturaţi cu umpluturi anorganice	piese izolante, înglobări bobine
— răşini epoxidice întărite cu anhidride aromatice	piese izolante cu înalte performanţe electrice şi mecanice
— elastomeri poliuretanici	piese izolante pentru aparatură de înaltă frecvenţă
II. *Elastomeri şi cauciucuri vulcanizate*	
— cauciuc etilenopropilenic	izolare conductoare şi cablu, cu funcţionare în medii speciale
— elastomeri poliuretanici	
III. *Materiale plastice (termoplastice)*	
— poliesteri aromatici sat.	folii şi diferite piese izolante
— polietilenă reticulată	izolare cabluri şi conductori diferite piese izolante cu o rezistenţă meçanică.
— poliacetali armaţi cu fibre anorganice	piese izolante pentru frecv.
— policarbonaţi	piese cu înaltă rezist. mecanică pentru aparatura electrică
— poliamide armate cu fibre anorganice	
IV. *Izolaţii flexibile*	
— ţesătură de sticlă acoperită cu pelicule polimere pe bază de produse naturale	izolare bobinaje electrice pentru aparatură şi maşini electrice.
— ţesătură din fibre poliesterice acoperită cu pelicule poliuretanice sau alchidice.	,,
— tuburi din fire de sticlă ţesute (şireturi), acoperite cu pelicule polimere pe bază de produse naturale	,,
— tuburi din fire poliesterice acoperite cu lacuri poliuretanice	,,
V. *Izolaţii flexibile combinate*	
— izolaţii pe bază de mică foiţa şi suporturi fibroase celulozice	izolare maşini electrice
— izolaţii flexibile pe bază de presspan şi folie poliesterică	,,
— izolaţii flexibile combinate cu suport folie poliesterică şi folie de cupru.	circuite imprimate pentru aparatură electrică
VI. *Conductori izolaţi*	
— conductori izolaţi cu folie poliesterică sau pe bază de policarbonaţi	transformatoare uscate
— conductoare emailate şi acoperite cu folie poliesterică	,,
— conductori acoperiţi cu pelicule poliuretanice	bobinaje pentru aparatură de înaltă frecv.
VII. *Mase de presare (termoreactive)*	
— epoxidice întărite cu amine şi anhidride aromatice, cu sau fără umplutură	diferite piese izol. cu performanţe ridic.
— poliesterice nesaturate cu sau fără umplutură organică.	diferite piese izolante
— epoxidice întărite cu poliamine cu sau fără umplutură organică	diferite piese cu bune proprietăţi mecanice şi electrice, climat normal şi tropical
— melaminoformaldehidice cu umplutură organică (bucăţi sau fire de bumbac, bucăţi de ţesătură etc.)	piese cu bune proprietăţi mecanice pentru climat tropical
— fenoloformaldehidice cu umplutură organică (bucăţi şi fire de poliamidă sau poliesteri)	piese izolante cu proprietăţi normale
VIII. *Materiale stratificate (plăci, cilindri, bare şi profile*	
— poliesterice nesaturate cu suport mat (pîslă) de sticlă epoxidice cu sau fără suport întărite cu amine alifatice	execuţie diferite piese rezistenţe la agenţi chimici
— melaminoformaldehidice cu suport hîrtie celulozică sau cu ţesătură de bumbac	execuţie de piese cu înalte caracteristici electrice în special pt. THA.

Tabelul 4

Denumirea produsului	Utilizări principale
I. *Mase de turnare, de înglobare, de încastrare*	
— epoxidice întărite cu polianhidride aromatice sau poliamine aromatice	piese izolante cu bună rezistenţă la umiditate şi performanţe electrice.
II. *Elastomeri şi cauciucuri vulcanizate*	
— poliuretanice cu umplutură anorganică	piese izolante cu înalte perform. pentru frec. mari
III. *Materiale plastice (termoplastice)*	
— polietilenă reticulată	izolare cabluri şi conduct. folii şi piese speciale folii şi diferite piese izol.
— policarbonaţi	
— poliesterice saturate	
IV. *Izolaţii flexibile*	
— ţesătură de sticlă acoperită cu lacuri poliuretanice	izolaţii pentru maşini electrice clasice.
— ţesătură de sticlă acoperită cu lacuri alchidice	,,
— tuburi de sticlă ţesute acoperite cu lacuri poliuretanice sau alchidice	izolaţii capete bobine pt. aparatură şi bobinaje electrice.
V. *Izolaţii flexibile combinate*	
— micabenzi şi micanite flexibile cu diferite tipuri de suporturi şi diferite tipuri de lianţi polimeri	izolaţii pentru motoare electrice clasice.
— micanite şi micabenzi cu suport ţesătură de mică şi conţinut ridicat în liant polimer.	,,
VI. *Conductori izolaţi*	
— conductori acoperiţi cu pelicule polimere poliesterice clasice	bobinaje pentru maşini şi aparate electrice cu performanţe normale.
— conductori izolaţi cu folie pe bază de policarbonaţi	transformatoare uscate
— conductori izolaţi cu pelicule poliuretanice speciale	bobinaje pentru aparatură de înaltă frecvenţă
VII. *Mase de presare (prafuri de presare)*	
— poliesteri nesaturaţi cu umplutură anorganică	piese izolante clasice
— epoxidice întărite cu polianhidride sau poliamine aromatice	piese izolante cu înalte performanţe electrice şi mecanice şi cu bună rezistenţă la umiditate.
— melaminoformaldehidice cu umplutură anorganică	piese cu bune propr. electrice şi cu rezis. la flacără şi curenţi fugă similare melaminoform. suplimentar contr. mică
— melaminofenoloformaldehidice cu umplutură anorganică şi organică	
— fenoloformaldehidice cu umplutură anorganică	piese izolante clasice uneori cu rezist. la TH-
VIII. *Materiale stratificate (plăci, bare, tuburi, profile)*	
— poliesteri nesaturaţi cu suport anorganic	piese izolante clasice
— epoxidice întărite cu polianhidride sau poliamine aromatice şi suport anorganic.	piese electroizolante cu înalte proprietăţi mecanice şi electrice şi cu bună rezistenţă la umiditate
— melaminoformaldehidice cu suport anorganic	piese izolante cu rezist. la flacără şi rezist. la curenţi de fugă pt. THA
— melaminofenoloformaldehidice cu suport anorganic	,,
— fenoloform. cu suport anorganic.	piese izolante clasice

5. Materiale electroizolante cu un indice de temperatură mai mare de 155°

În această subgrupă de produse sînt incluse materialele electroizolante, care au un indice de temperatură mai mare de 155° şi sînt încadrate în clasa de izolaţie termică F.
Asemenea produse se încearcă suplimentar, conform DIN 7735, după criteriul de rezistenţă la încovoiere, la temperatura de 150° [13]. Valoarea acesteia trebuie să fie de minimum 50% din valoarea lor iniţială, determinată la temperatura camerei. Dacă valoarea rezistenţei la încovoiere, la temperatura de 150°, este sub 50 % din valoarea iniţială atunci materialul respectiv se va considera necorespunzător scopului urmărit.
Acelaşi criteriu de încercare se impune pentru peliculele electroizolante, care au rolul de cementare a bobinajelor motoarelor electrice şi de acoperire a conductoarelor electrice emailate. Un alt criteriu folosit în special pentru sisteme polimere compuse din două sau mai multe componente şi în special pentru poliesterimide este gradul de imidizare. Cu cît acesta este mai mare cu atît rezistenţa termică şi respectiv indicele de temperatură este mai mare. Pentru această clasă de izolaţie un grad de imidizare de 15 ... 25 % este suficient, pentru a se obţine un indice de temperatură de min. 155°. În tabelul 5 se prezintă principalele tipuri de materiale electroizolante cu un indice de temperatură mai mare de 155°.

6. Materiale electroizolante cu un indice de temperatură mai mare de 180°

Aici se includ materialele electroizolante care au un indice de temperatură mai mare de 180°. Acestea sînt utilizate în construcţia maşinilor şi aparatelor electrice care sînt supuse la solicitări termomecanice şi de fiabilitate deosebit de ridicate. Dintre cele mai importante

Tabelul 5

Denumirea produsului	Utilizări principale
I. *Mase de turnare, înglobare, încastrare*	
— epoxidice întărite cu polianhidride sau poliamine aromatice.	piese izolante cu bună rezistenţă la umiditate şi cu înalte proprietăţi electrice
— siliconice fără umplutură	piese speciale pentru I.F.
II. *Elastomeri şi cauciucuri*	
— polimeri siliconici	piese izolante cu bună rez. la umiditate pentru i.f.
— polimeri floruraţi	înalte proprietăţi dielectrice bune proprietăţi electrice.
— polisulfone	
III. *Materiale plastice (termolaste)*	
— polietilenă reticulată	conductori şi cabluri spec., cu rezistenţă la umiditate, aplicaţii speciale
— polietilene florurate	
— polisulfone	piese electroizolante spec.
— polifenilenoxid	,,
IV. *Izolaţii flexibile*	
— ţesătură de sticlă acoperită cu polimeri poliuretanici	izolaţii motoare şi aparataj electric
— tuburi de sticlă ţesute, acoperite cu pelicule polimere poliuretanice	,,
— ţesătură de sticlă acoperită cu pelicule polimere alchidice	izolaţii motoare clasice
— tuburi de sticlă ţesute acoperite cu pelicule polimere alchidice	izolaţii capete bobine pentru motoare şi aparataj electric
V. *Izolaţii flexibile combinate*	
— micanite flexibile cu suport ţesătură de sticlă şi diferiţi lianţi polimeri (14)	izolaţii de motoare pentru tracţiune şi aparataj electric
— izolaţii flexibile pe bază de mică şi lianţi siliconi	,,
— izolaţii pe bază de poliamide aromatice (Nomex sau Aramid)	,,
VI. *Conductoare şi cabluri electrice*	
— conductoare acoperite cu pelicule polimere pe bază de poliesterimidă, cu un grad de imidizare de 20 %.	izolare maşini şi aparate electrice pentru clasa F de izolaţie termică
— conductoare acoperite cu sisteme de pelicule polimere, polivinilformal, izocianaţi, poliamide etc.	instalaţii frigorifice speciale
— conductoare de cupru emailate şi izolate cu folie poliesterică (15)	motoare şi transformatoare uscate cu grosimea izolaţiei de max. 0,15 mm
— conductoare emailate şi izolate cu fire de sticlă	motoare de tracţiune cu gros. izol. de max. 0,45 mm
VII. *Mase de presare (prafuri de presare)*	
— epoxidice întărite cu polianhidride şi poliamine aromatice şi diferite umpluturi anorganice.	piese izolante cu înalte caracteristici dielectrice pentru climat TH.
— fenoloformaldehidice modificate cu umpl uturi anorganice	piese izolante cu caract. normale
VIII. *Materiale stratificate (plăci, cilindri, bare, profile)*	
— epoxidice întărite cu polianhidride şi poliamine aromatice cu suport anorganic	piese izolante rezist. la umiditate cu înalte performanţe electrice
— fenoloformaldehidice modificate cu suport anorganic.	piese cu funcţionare în climat normal

aplicaţii ale materialelor electroizolante din această grupă, se menţionează construcţia maşinilor electrice de tracţiune, a celor de echipament pentru centrale nucleare, industria aerospaţială etc. În tabelul 6 sînt prezentate principalele tipuri de materiale electroizolante cu indice de temperatură de minimum 180°. Toate aceste materiale sînt încadrate în clasa H de izolaţie termică.

7. Materiale electroizolante cu un indice de temperatură mai mare de 220°

În această subgrupă de produse sînt cuprinse materialele electroizolante care au un indice de temperatură mai mare de 220°. Pînă în anii precedenţi toate aceste materiale au fost încadrate în clasa C de izolaţie termică, clasă care, în prezent, nu mai este recunoscută. Aceasta se datorează, probabil faptului că toate au un indice de temperatură care variază de la 220°C, pentru poliimidele clasice, la peste 1 000°C, la polimerii anorganici. Materialele electroizolante cuprinse în această subgrupă de produse sînt cunoscute în literatura de specialitate şi ca materiale electroizolante pentru temperaturi înalte sau ultratemperaturi [13]. Conform lucrării [13] prin temperatură înaltă se înţelege o temperatură mai mare de 200°C.

Toate aceste materiale sînt folosite în construcţia maşinilor, aparatelor şi instalaţiilor cu aplicaţii, în special, în tehnica aeronautică sau aerospaţială. Nu sînt cuprinse în această subgrupă de produse materialele electroizo-

Tabelul 6

Denumirea produsului	Utilizări principale
I. *Mase de turnare, înglobare, încastrare.*	
— elastomerii siliconici	execuţie diferite piese de turnare, înglobare, încastrare, rotoare sau mufare de cabluri speciale.
— epoxidici modificaţi cu umplutură anorganică	
II. *Elastomeri sau cauciucuri*	
— elastomerii siliconici	
— elastomeri floruraţi	conductori şi cabluri pentru clasă H
III. *Materiale plastice (termoplastice)*	
— poliamidimide armate cu fibre anorganice	piese electroizolante pentru construcţia maşinilor şi aparatelor electrice de înaltă temperatură
— produse florurate armate cu fibre anorganice	,,
IV. *Izolaţii flexibile*	
— ţesături de sticlă acoperite cu elastomeri şi polimeri siliconici normali sau speciali	izolare de motoare maşini electrice de clasă H
— tuburi (şireturi) ţesute din sticlă acoperite cu siliconi.	,,
— ţesături de sticlă acoperite cu polimeri floruraţi	,,
V. *Izolaţii flexibile combinate*	
— izolaţie pe bază de mică şi ţesătură de sticlă lăcuită, de clasă F, cu liant de clasă H.	execuţie motoare şi aparatură electrică de clasă H
VI. *Conductori izolaţi şi cabluri*	
— conductori acoperiţi cu poliesterimide	bobinaje pentru motoare şi aparatură de clasă H
— conductori izolaţi cu folii poliimidice	,,
— conductori izolaţi cu polimeri floruraţi	bobinaje şi aparatură cu destinaţie specială
— conductori şi cabluri izolaţi cu elastomeri siliconici	cordoane de temperatură.
VII. *Mase de presare*	
— epoxidice modificate	diferite piese izolante
— siliconice cu umplutură anorganică	,,
VIII. *Materiale stratificate*	
— epoxidice modificate	diferite piese izolante
— poliimidice cu suport ţesătură de sticlă sau de fibre de carbon.	,,

Tabelul 7

Denumirea produsului	Utilizări principale
I. *Mase de turnare, înglobare, încastrare*	
— politetrafloretilenă	piese cu aplicaţii speciale
II. *Materiale plastice (termoplastice)*	
— politetrafloretilenă	pentru diferite piese izolante, folii sintetice.
— polihidantoină	
— polimeriorganometalici	
— politetrafloretilenă	
III. *Izolaţii flexibile*	
— ţesătură de sticlă lăcuită cu politetrafloretilenă	construcţia de motoare izolare
— tuburi cu suport sau fără suport lăcuite cu politetrafloretilenă	de conductoare şi alte aplicaţii.
IV. *Izolaţii flexibile combinate*	
— pe bază de mică şi liant clasă H	,,
— pe bază de folie poliimidică şi diferite tipuri de suporturi	
— pe bază de polihidantoină şi diferite tipuri de suporturi	
V. *Conductori şi cabluri izolate*	
— cu folie poliimidică sau polihidant	,,
— cu pelicule poliimidice	
VI. *Mase de presare*	
— poliimidice sau bis maleiimidice	,,
VII. *Materiale stratificate*	
— cu suport anorganic şi poliimidă	,,
— cu suport ţesături din fibră de carbon şi poliimidă	,,
— cu suport ţesătură de sticlă şi bismaleiimidă	,,

lante anorganice (ceramica, sticla, asbestul, mica, steatitul etc.) care vor fi prezentate într-o lucrare ce se va publica în viitor.

Analizînd rezultatele prezentate mai înainte se constată că rezistența termică a izolantului electric este dependentă de structura chimică finală a liantului polimer, de natura umpluturii sau a suportului folosit în sistemul izolant.

Concluzii

Din cele două lucrări prezentate rezultă că materialele electroizolante se pot clasifica după:

- structura chimică a sitemului izolant, component al materialului electroizolant;
- starea de agregare a materialului electroizolant;
- structura finală a polimerului sau a liantului polimer;
- rolul lor în sistemul izolant, conferit în final materialului electroizolant;
- domeniul de utilizare și proprietățile lor finale, conferite atît de liantul polimer, cît și de componentele sistemului izolant, care pot fi:

— elastomeri sau cauciucuri;
— materiale termoplastice sau mase plastice;
— mase de turnare, încastrare și înglobare;
— lacuri, vopsele și adezivi electroizolanți;
— prepreguri sau suporturi impregnate;
— izolații flexibile;
— izolații flexibile combinate;
— materiale izolante pe bază de mică (uneori apare aceasta clasificare)
— conductori și cabluri izolate;
— mase de presare termoreactive;
— materiale stratificate;

- criteriul rezistență termică sau temperatura de utilizare, cunoscut în literatură sub denumirea de indice de temperatură:

— materiale electroizolante cu un indice de temperatură sub 90°, sau de clasa de izolație termică Y;
— materiale electroizolante cu un indice de temperatură de peste 105°, sau de clasa de izolație A;
— materiale electroizolante cu un indice de temperatură mai mare de 120°, sau de clasa E, de izolație termică;
— materiale electroizolante cu un indice de temperatură mai mare de 130°, sau de clasa B, de izolație termică;
— materiale electroizolante cu un indice de temperatură mai mare de 155°, sau de clasa F, de izolație termică;
— materiale electroizolante de clasă H, sau cu un indice de temperatură mai mare de 180°;
— materiale electroizolante cu un indice de temperatură mai mare de 220°.

În clasificarea materialelor electroizolante, avînd drept criteriu indicele de temperatură, s-a ținut seama de rolul acestora și de proprietățile sistemului izolant final.

Bibliografie

[1] *Nicola, Gr.* Clasificarea lacurilor electroizolante. În: Electrotehnica, **vol. 34**, nr. 1, 1986, p. 28.
[2] *Nicola, Gr.* Contribuții la clasificarea polimerilor electroizolanți. În: Electrotehnica, nr. 6, **vol. 35**, 263.
[3] * * * CEI—85. Classification des materiaux isolants.
[4] *Waddington, F.* Neue Elektroisolier-Füssigkeiten für die Starkstrom-tecnik. În: Beck isolier technik, 56, p. 6, 1984.
[5] *Lică, Val. și Burdulea, C.* Îndreptar de materiale electroizolante. București, Ed. Tehnică, 1969.
[6] *Nicola, Gr.* Materiale stratificate rezistente la temperaturi înalte realizate în țară. În: Electrotehnica **22** nr. 2, 1974, p. 51.
[7] *Nicola, Gr.* Materiale stratificate pentru clasa F. În: Materiale Plastice, nr. 1, 1975, p. 45.
[8] *Nicola, Gr.* Copolimeri melaminofenoloformaldehidici pentru materiale stratificate. În: Electrotehnica **32**, nr. 3, 1984, p. 95.
[9] *Nicola Gr.* Noi tipuri de materiale stratificate pentru electrotehnică. În: Electrotehnica **31**, nr. 7. 1983, p. 286.
[10] *Nicola, Gr.* Noi tipuri de polimeri utilizați în fabricația de izolații flexibile, I. În: Electrotehnica **32**, nr. 4, 1984, p. 237.
[11] *Nicola, Gr.* Noi tipuri de polimeri utilizați în fabricația de izolații flexibile. II. În: Electrotehnica **36**, nr. 5, 1988, p. 174.
[12] *Nicola, Gr.* Studiul pieții interne de materiale electroizolante. Prognoză. Ministerul Educației și Învățământului, 1984.
[13] *Nicola, Gr.* Materiale stratificate pentru clasa F, de izolație. În: Materiale Plastice, **16**, nr. 3, 1979, p. 153.
[14] *Nicola, Gr. și Giurcanu, Cr.* Noi tipuri de materiale pe bază de hîrtie de mică. În: Electrotehnica **23**, nr. 7, 1975, p. 349.
[15] *Nicola, Gr.* Noi tipuri de conductoare izolate. Simpozionul Varna 1988, Bulgaria.

CZ 621.314.6 : 621—52

Sistem cu microprocesor pentru comanda directă a unui redresor static

ADRIAN COMȘA* — BRAȘOV

Sistemul cu microprocesor prezentat este utilizat pentru comanda directă a tiristoarelor unui redresor care, la rîndul său, alimentează una din înfășurările unei mașini electrice.

Utilizînd traductoare adecvate, în timpul funcționării sistemului se culeg semnale referitoare la parametrul care se urmărește sau se reglează ca în figura 1. Acest parametru poate fi turația mașinii electrice, puterea electrică reactivă sau factorul de putere în rețeaua de alimentare, tensiunea sau curentul debitate de redresor etc. Un alt semnal, *DO*, este dat de trecerea tensiunii de alimentare a redresorului prin zero; acesta este necesar ca referință pentru măsurarea unghiului de amorsare a tiristoarelor.

Aceste semnale sînt convertite în impulsuri de către circuitul de formare a impulsurilor, *CFI*, și oferite sistemului cu microprocesor prin portul *PA* al circuitului-interfață paralel 8255. Ele pot consta fie direct în valoarea reală a parametrului urmărit, fie în informații cu ajutorul cărora microprocesorul calculează această valoare.

Urmează compararea valorii reale a parametrului urmărit cu valoarea impusă, introdusă anterior în memoria sistemului. În funcție de rezultatul acestei comparații, va fi modificat unghiul de amorsare a tiristoarelor redresorului, în sens crescător sau descrescător, cu o unitate (grad electric) sau mai multe unități, astfel încît parametrul să fie influențat în sensul apropierii valorii reale de valoarea impusă. Procesul este reluat pînă la obținerea egalității acestor valori.

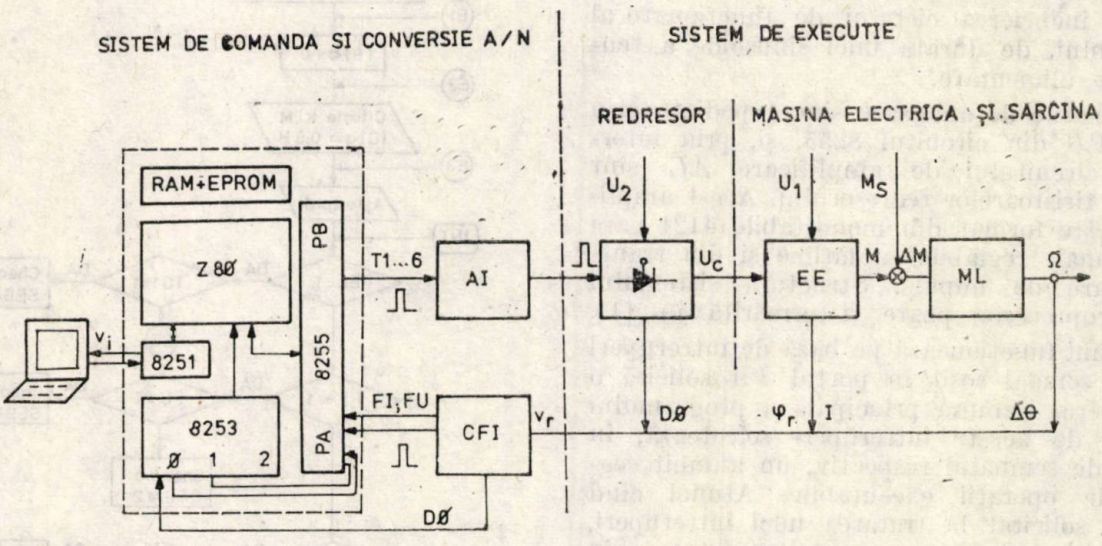


Fig.1. Schema electrică de principiu a comenzii mașinii electrice cu sistem cu microprocesor.

Semnificația notațiilor din figură este: *AI* — amplificator de impuls; *CFI* — circuit formare impulsuri; *EE* — element de execuție și *ML* — mașina de lucru.

În funcție de mărimea abaterii valorii reale față de valoarea impusă, care poate fi determinată prin programul de calcul, microprocesorul stabilește dacă recalcularea unghiului de amorsare se face la una sau mai multe sinusoide ale tensiunii de alimentare. În felul acesta se obține o viteză de variație a unghiului de amorsare variabilă, cu valoarea maximă de 50 grade electrice/s.

Odată stabilită valoarea unghiului de amorsare, aceasta este încărcată în unul din numărătoarele programabile ale circuitului 8253. Acesta este programat să înceapă să numere descrescător, cu frecvența de 18 KHz, începînd din

* Ing. *Comșa, A.* — Universitatea Brașov.

momentul în care primește semnalul de sincronizare *DO* pe intrarea GATE (mod 5). La terminarea numărării, deci după un interval egal cu unghiul de amorsare, numărătorul expediază un impuls, IOO, care solicită o întrerupere. Aceasta are ca efect pe de o parte expedierea impulsului de amorsare pentru primul tiristor al punții redresoare, iar pe de altă parte pregătirea următorului impuls și reîncărcarea numărătorului cu o valoare corespunzătoare intervalului pînă la următorul impuls, valoare dată de tipul redresorului. Numărătorul va fi programat de data acesta în modul 4, deci va începe să numere imediat ce este încărcat. Aceasta se realizează printr-un bistabil care, pentru primul impuls aplică semnalul *DO* pe intrarea GATE a numărătorului, declanșînd numărarea de la valoarea ALFA. Întreruperea cerută de IOO trimite primul impuls de amorsare către tiristoarele punții — acest impuls servește și la bascularea bistabilului, astfel încît acesta va aplica în continuare pe intrarea GATE un semnal *l* logic. Ultimul impuls de amorsare din ciclul de funcționare readuce bistabilul în starea inițială. La terminarea numărării, de această dată va fi expediat impulsul IO1, care, prin întreruperea solicitată expediază impuls pentru al doilea tiristor al punții, pregătește următorul impuls și reîncarcă numărătorul. Procesul este reluat pînă la încheierea ciclului de funcționare al redresorului, de durata unei sinusoide a tensiunii de alimentare.

Impulsurile de amorsare sînt expediate prin portul *PB* din circuitul 8255, și, prin intermediul circuitului de amplificare *AI*, sînt aplicate tiristoarelor redresorului. Acest amplificator este format din monostabile 4121 care dau semnale reglabile ca lățime și din transformatoare de impuls. Structura sistemului cu microprccesor poate fi urmărită în [1].

Sistemul funcționează pe bază de întreruperi — orice semnal sosit în portul *PA* solicită o întrerupere. Ramura principală a programului solicitat de aceste întreruperi selectează, în funcție de semnalul respectiv, un anumit segment de operații executabile. Atunci cînd nu este solicitat la tratarea unei întreruperi, microprocesorul poate executa programe prin care să se evalueze performanțele sistemului de reglare și să se determine un indice global de performanță. În funcție de încadrarea acestui indice sau nu în anumite limite, se poate modifica modul de lucru al sistemului printr-o programare corespunzătoare, de exemplu, se poate modifica viteza de variație a unghiului de amorsare sau pasul acestei variații.

Segmentele de operații executabile, amintite anterior, efectuează calcule și aprecieri asupra valorii reale a parametrului urmărit, recalcularea unghiului de amorsare în funcție de rezultatul comparării reale și a valorii impuse, programarea și încărcarea numărătoarelor, pregătirea și expedierea impulsurilor etc.

Sistemul cu microprocesor descris poate fi utilizat în diverse aplicații, în care un anumit parametru poate fi influențat prin modificarea unghiului de amorsare a tiristoarelor, deci a tensiunii furnizată de redresor. O aplicație a sistemului descris este prezentată în [1]. Este vorba despre comanda curentului de excitație al unei mașini sincrone funcționînd în regim de motor, la o valoare impusă a factorului de putere în rețeaua de alimentare. Dependența factor de putere — curent de excitație este dată de curbele în V ale mașinii sincrone.

Date de intrare sînt:

DEFI — valoarea impusă a defazajului;

K — numărul de impulsuri necesare punții redresoare pe durata unei sinusoide a tensiunii de alimentare;

M — numărul de sinusoide după care se reia calculul unghiului de amorsare.

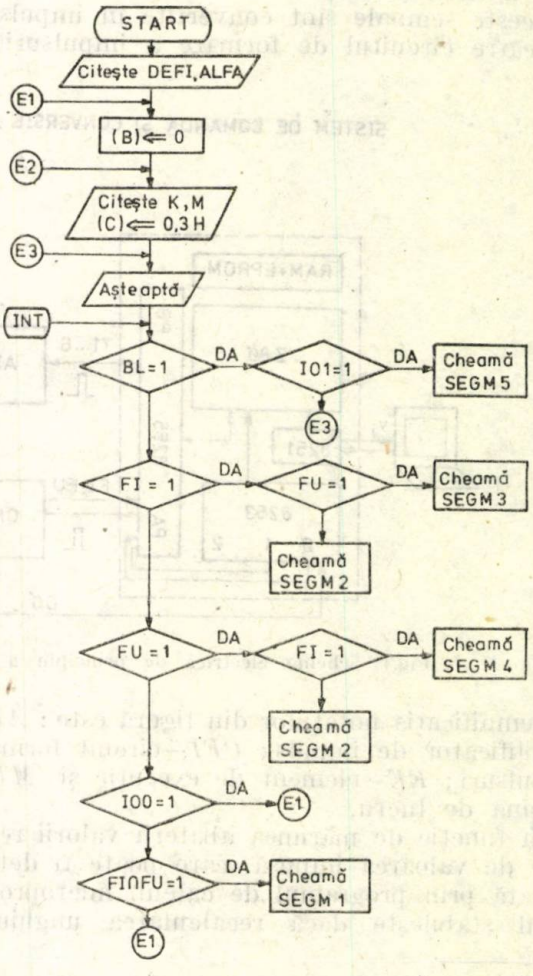


Fig.2. Schema logică a programului.

Operațiile efectuate de segmentele programului sînt prezentate în cele ce urmează :

SEGM 1 : *ALFA* = 0
Cheamă *NR* 15A
BL = 1
Revine la *E*3.

SEGM 2 : Select *NRO* mod 4
Încarcă *NRO* cu 90
Revine la E3.

SEGM 3 : Cheamă *CDEF*
Compară *DEF* cu 30 (cuplare excitație)
ALFA = 0
Cheamă NR15A
BL = 1
M = 1
Revine la *E*3.

SEGM 4 : Cheamă *CDEF*

DEF<*DEFI* : *ALFA* = *ALFA* − 1
Stabilește *ALFA* astfel :

DEF > *DEFI* : *ALFA* = *ALFA* + 1

DEF = *DEFI* : *ALFA* = *ALFA*
Cheamă *NR*15A
Stabilește *M* (funcție de *DEF*−*DEFI*)
BL = 1
Revine la *E*3.

SEGM 5 : (*PB*) = *C* (trimite impuls de amorsare)
RLC (pregătește următorul impuls)
K = *K* − 1
Compară *K* cu 0 : *K* > 0 :
Select *NR*1 mod 4
Încarcă *NR*1 cu 60
Revine la *E*3
K = 0 : *M* = *M*−1
Compară *M* cu 0 :
M > Cheama *NR*15A
Revine la *E*2
M = 0 : Revine la *E*1.

SUBRUTINE

CDEF : Citește (*NRO*)
Calculează *DEF* = 10−(*NRO*)
Revine.

*NR*15A : Select *NR*1 mod 5
Încarcă *NR*1 cu *ALFA*
Revine :

O altă aplicație posibilă este comanda motorului de curent continuu fie prin tensiunea rotorică la curent de excitație constant (fig. 3), fie prin tensiunea de excitație.

Semnificația notațiilor din figură este : *AI* — amplificator de impulsuri ; *CFI* — circuit formare impulsuri și *OSC* — oscilator de 18 kHz.

Reglarea se poate face funcție de turație, de cuplu, de curent, urmărindu-se fie menținerea acestora la anumite valori, fie variația cu o anumită evoluție în timp.

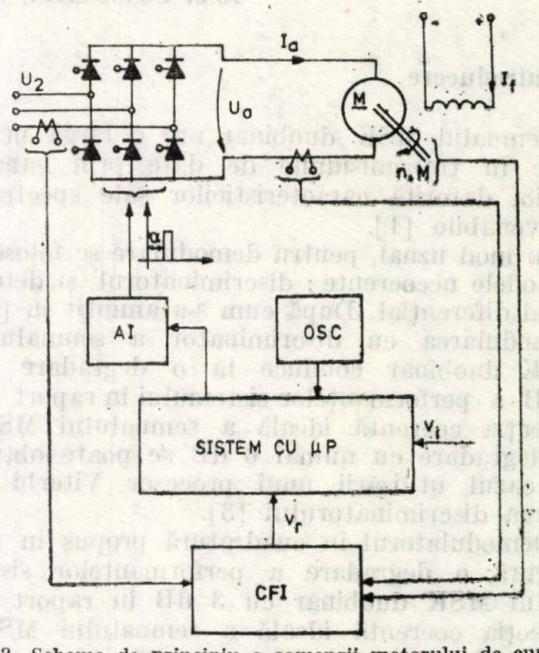


Fig.3. Schema de principiu a comenzii motorului de curent continuu cu excitație independentă, cu sistem cu microprocesor.

Bibliografie

[1] *Cosma, A.* Comanda motorului sincron cu sistem cu microprocesor. În : E.E.A. — Electrotehnica **35**, nr. 7, oct 1987, p. 276.

[2] *Cosma, A., Motoașcă, M.* Syncronous motor microprocessor based controler. În : Proceedings of the Conference on optimization of electric, electronic, driving, automation and computing equipments vol. II, Brașov, nov. 1987, p. 8

[3] *Căpățînă, O.* Proiectarea cu microprocesoare, Editura Dacia, Cluj-Napoca, 1983.

[4] *Teodorescu, D.* Introducere în microelectronică, Editura Facla, Timișoara, 1985.

[5] *Teodorescu, D.* Automatizări microelectronice. Studii de caz. Editura Tehnică, București, 1988.

[6] *Matlac, I.* Convertoare electroenergetice, Editura Facla, Timișoara, 1987.

CZ 621.376.6 : 621—52

MODULATOR MSK
ALGORITM TIP VITERBI

Demodulator în cuadratură cu procesare Viterbi pentru semnalul MSK duobinar

IOAN CONSTANTIN, MIHAELA BELURI* — BUCUREȘTI

Introducere

Semnalul MSK duobinar are o largă utilizare în transmisiunile de date prin canale radio, datorită caracteristicilor sale spectrale convenabile [1].

În mod uzual, pentru demodulare se folosesc metodele necoerente : discriminatorul și detectorul diferențial. După cum s-a amintit în [2], demodularea cu discriminator a semnalului MSK duobinar conduce la o degradare cu 9 dB a performanțelor sistemului în raport cu detecția coerentă ideală a semnalului MSK. O degradare cu numai 6 dB se poate obține în cazul utilizării unui procesor Viterbi la ieșirea discriminatorului [3].

Demodulatorul în cuadratură propus în [2] asigură o degradare a performanțelor sistemului MSK duobinar cu 3 dB în raport cu detecția coerentă ideală a semnalului MSK.

În cele ce urmează se prezintă un decodor de tip Viterbi utilizat în conjuncție cu demodulatorul în cuadratură și se calculează performanțele acestuia. Se demonstrează că folosirea procesorului Viterbi conduce la performanțe practic identice cu cele ale transmisiunii MSK cu detecție coerentă, păstrînd avantajul unui spectru ocupat mai îngust.

1. Aspecte generale privind funcționarea decodorului Viterbi pentru semnale codate corelativ în banda de bază

În paragraful de față se face o prezentare a algoritmului Viterbi pentru semnale codate corelativ [4, 5].

Se consideră un sistem de transmisiune în banda de bază la care secvența simbolurilor emise de sursă este reprezentată prin

$$A(D) = a_0 + a_1 D + a_2 D^2 + \dots \qquad (1)$$

unde D este operatorul de întîrziere, iar $a_k \in \{0,1, \dots, m-1\}$.

Codarea corelativă a simbolurilor a_k conduce la secvența de ieșire :

$$Y(D) = A(D) \cdot F(D), \qquad (2)$$

sub forma :

$$Y(D) = y_0 + y_1 D + y_2 D^2 + \dots \qquad (3)$$

Coeficienții polinomului :

$$F(D) = f_0 + f_1 D + \dots + f_r D^r \qquad (4)$$

sînt eșantioanele la momentele k ale funcției-pondere a filtrului de formare.

Codorul poate fi privit ca un filtru transversal, a cărui ieșire la momentul k depinde de ultimele r simboluri anterioare. Se definește starea codorului la momentul k :

$$s_k = s(a_{k-1}, a_{k-2}, \dots, a_{k-r}), \quad s_k \in [\overline{1, m^r}]. \qquad (5)$$

Similar relațiilor (1) și (3) se introduce notația :

$$S(D) = s_0 + s_1 D + s_2 D^2 + \dots \qquad (6)$$

pentru secvența stărilor codorului.

Pentru o secvență $Q(D)$ trunchiată se folosește notația

$$Q_n(D) = q_0 + q_1 D + \dots + q_n D^n, \text{ grad } Q_n(D) = n. \qquad (7)$$

Peste semnalul transmis se suprapune zgomot aditiv gaussian, de valoare medie nulă și dispersie σ^2, cu proprietatea că eșantioanele n_k și n_j sînt independente pentru $k \neq j$.

Secvența recepționată se notează :

$$Z(D) = z_0 + z_1 D + z_2 D^2 + \dots \qquad (8)$$

Algoritmul Viterbi realizează o estimare recursivă a secvenței de stări. Din starea estimată s_k se obțin simbolurile emise de sursă în intervalul $[k-r, k-1]$.

(Pentru valorile estimate ale variabilei q se utilizează notația $\hat{q}$; similar pentru secvența $Q(D)$ estimată notația $\hat{Q}(D)$).

Pentru determinarea secvenței celei mai probabile de stări se urmărește maximizarea funcției de plauzibilitate :

$$\ln[Z(D)/S(D)] = \sum_k \ln\, p[z_k - y(s_k, s_{k+1})]. \qquad (9)$$

* Conf. dr. ing. *Constantin, I.*, ing. *Beluri, M.* — Institutul Politehnic — București.

Se definește funcția parțială de plauzibilitate :

$$\Gamma[S(D)]_{k_1}^{k_2} = \sum_{k=k_1}^{k_2-1} \ln p[z_k - y(s_k, s_{k+1})]. \quad (10)$$

Dacă se cunosc stările $s_0 = 0$ și $s_k = s_k^j$, funcția parțială de plauzibilitate se scrie :

$$\Gamma[S(D)]_0^n = \Gamma[S(D)]_0^k + \Gamma[S(D)]_k^n, \; n > k. \quad (11)$$

Fie $\hat{S}_k^j(D)$ secvența permisibilă avînd $\hat{s}_0 = 0$ și $\hat{s}_k = s_k^j$ care maximizează funcția parțială de plauzibilitate $\Gamma[S(D)]_0^k$, adică :

$$\Gamma[S_k(D)]_0^k < \Gamma[\hat{S}_k^j(D)]_0^k, \quad (12)$$

pentru $\forall\, S_k(D) \neq \hat{S}_k^j(D)$ și $\hat{s}_0 = s_0$, $\hat{s}_k = s_k^j$.

Secvența $\hat{S}_k^j(D)$ se numește secvență supraviețuitoare asociată stării $s_k = s_k^j$.

De fapt valoarea stării s_k nu este cunoscută. Din acest motiv se poate aprecia că în final se va alege una dintre secvențele supraviețuitoare $\hat{S}_k^j(D)$, $j \in [\overline{1,\ m^r}]$.

Rezultă necesitatea memorării tuturor acestor secvențe supraviețuitoare la momentul k.

La momentul $k+1$ secvențele luate în considerare $S_{k+1}^i(D)$ trebuie să satisfacă :

a) $s_{k+1} = s_{k+1}^i, \quad i \in [\overline{1,\ m^r}]$

b) $S_{k+1}^i(D)$ să fie continuare permisibilă a unei secvențe $\hat{S}_k^j(D)$.

Se calculează :

$$\Gamma[S_{k+1}^i(D)]_0^{k+1} = \Gamma[\hat{S}_k^j(D)]_0^k + \ln p[z_k - y(s_k^j, s_{k+1}^i)], \quad (13)$$

pentru toate secvențele supraviețuitoare $\hat{S}_k^j(D)$, determinînd valoarea maximă. Secvența $\hat{S}_{k+1}^i(D)$, care maximizează (13), este secvența supraviețuitoare asociată stării $s_{k+1} = s_{k+1}^i$. Evident că :

$$\hat{S}_{k+1}^i(D) = \hat{S}_k(D) + s_{k+1}^i D^{k+1}, \quad (14)$$

unde $\hat{S}_k(D)$ este secvența care a maximizat (13).

Algoritmul Viterbi ia o decizie la momentul n, dacă toate secvențele supraviețuitoare conțin o aceeași secvență inițială $\hat{S}_{n-\delta}(D)$.

În conformitate cu această secvență inițială se estimează datele transmise.

Pentru calculul probabilității de eroare se introduc noțiunile de eveniment de eroare $\mathscr{E}$:

$$\mathscr{E} \overset{\Delta}{=} \{s_k = \hat{s}_k, \; s_{k+n} = \hat{s}_{k+n}, \quad (15)$$

$$s_j \neq \hat{s}_j, \text{ pentru } k+1 \leqslant j \leqslant k+n-1\},$$

respectiv de distanță asociată evenimentului de eroare :

$$d^2(\mathscr{E}) = \sum_{i=k}^{k+n-1} (y_i - \hat{y}_i)^2. \quad (16)$$

Evenimentului $\mathscr{E}$ i se asociază secvența de eroare a intrării :

$$\varepsilon_A'(D) = \hat{A}_{n-r}'(D) - A_{n-r}'(D) = \varepsilon_0^A + \varepsilon_1^A \cdot D + \ldots + \varepsilon_{n-r}^A \cdot D^{n-r}, \quad (17)$$

unde :

$$A_{n-r}'(D) = a_k + a_{k+1} \cdot D + \ldots + a_{k+n-r} D^{n-r}, \quad (18)$$

este secvența corectă de intrare pe intervalul $[k,\ k+n-r]$, iar $\hat{A}_{n-r}'(D)$ este secvența de intrare estimată.

Pentru apariția unui eveniment de eroare particular, caracterizat de secvența $\varepsilon_A'(D)$, trebuie îndeplinite următoarele condiții :

a) $\hat{s}_k = s_k$;

b) să existe o secvență de intrare $A_{n-r}'(D)$, astfel încît secvența $A_{n-r}'(D) + \varepsilon_A'(D)$ să fie permisibilă :

c) $$\Gamma[\hat{S}(D)]_k^{k+n} > \Gamma[S(D)]_k^{k+n}. \quad (19)$$

În condițiile zgomotului alb gaussian se poate scrie :

$$\Gamma[S(D)]_k^{k+n} = -\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{i=k}^{k+n} (z_i - y_i)^2 - \frac{1}{2} \ln (2\pi\sigma^2). \quad (20)$$

Introducînd metrica asociată secvenței $S(D)$ pe intervalul $[k,\ k+n]$ prin :

$$\mu[S(D)]_k^{k+n} = \sum_{i=k}^{k+n} (z_i - y_i)^2, \quad (21)$$

relația (19) este echivalentă cu :

$$\mu[\hat{S}(D)]_k^{k+n} < \mu[S(D)]_k^{k+n}. \quad (22)$$

Pornind de la relațiile (21) și (22) se obține probabilitatea de apariție a unui eveniment de eroare particular, caracterizat de $\varepsilon_A'(D)$ fixat, sub forma [4], [6]:

$$P(\mathscr{E}) \simeq Q\left[\frac{d(\mathscr{E})}{2\sigma}\right] \prod_{i=0}^{n-r} \left(\frac{m - |\varepsilon_i^A|}{m}\right), \quad (23)$$

unde $Q(x)$ reprezintă funcția erorilor complementată.

Ţinînd seama de expresia (23) se calculează probabilitatea de eroare de bit :

$$P_e = K_2 \cdot Q\left[\frac{d_{\min}}{2\sigma}\right];$$

$$K_2 = \sum_{\mathscr{E}_{\min}}\left[w(\mathscr{E})\prod_{i=0}^{n-r}\frac{m-|\varepsilon_A^i|}{m}\right], \qquad (24)$$

în care $d_{\min}$ reprezintă distanţa minimă între două secvenţe permisibile ;

$\mathscr{E}_{\min}$ — mulţimea evenimentelor de eroare care conduc la distanţa minimă $d_{\min}$;

$w(\mathscr{E})$ — numărul de biţi de intrare (a_j) eronaţi în evenimentul $\mathscr{E}$ dat.

Prin algoritmul Viterbi se micşorează probabilitatea de eroare pe baza creşterii distanţei minime între secvenţele de stări estimate greşit şi secvenţa corectă.

Această distanţă creşte ca urmare a introducerii noţiunii de secvenţă permisibilă.

În paragraful următor este propus un model matematic al modulatorului MSK duobinar, în scopul determinării distanţei minime şi a mulţimii secvenţelor de eroare pentru care se obţine distanţa minimă $d_{\min}$.

2. Modelul matematic al funcţionării modulatorului MSK duobinar

Se consideră schema-bloc a modulatorului MSK duobinar din figura 1, pentru care simbolurile emise de sursă $a_n \in \{-1, 1\}$ sînt codate duobinar conform relaţiei :

$$b'_{n+1} = a_{n+1} + a_n, \quad = 2b_{n+1}, \quad b_{n+1} \in \{-1, 0, 1\}, \qquad (25)$$

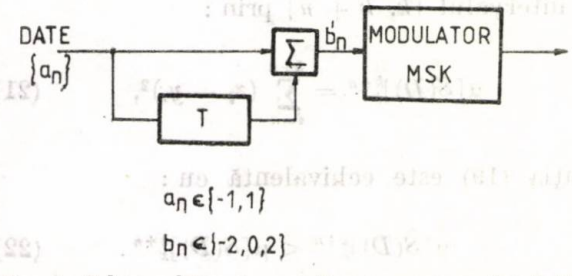


Fig. 1. Schema-bloc de producere a semnalului MSK duobinar.

iar simbolurile b_n se aplică la intrarea modulatorului MSK. Anvelopa complexă a semnalului modulat are expresia :

$$y(t) = e^{j\left[b_n \cdot \frac{1}{2}\Delta\omega(t-nT)+\Delta\omega T\sum_{k=0}^{n} b_k\right]}, \quad nT \leqslant t < (n+1)T, \qquad (26)$$

unde durata unui bit (T) şi deviaţia de frecvenţă $(\Delta\omega)$ satisfac relaţia : $\Delta\omega \cdot T = \pi/2$.

Se defineşte starea codorului prin relaţia de recurenţă :

$$s_{n+1} = s_n + b_{n+1} = s_n + \frac{a_{n+1} + a_n}{2}, \quad s_n \in \mathbb{Z}$$

$$s_0 = 0, \quad a_0 = 1. \qquad (27)$$

În figura 2 este reprezentată diagrama de evoluţie a stărilor codorului, în conformitate cu relaţia (27).

Pornind de la definiţia (27) se obţine următoarea relaţie între secvenţa de intrare $A_n(D)$ şi cea de stare $S_n(D)$ [relaţiile (1), (6) şi (7)] :

$$(1 + D)A_n(D) - a_0 - a_n D^{n+1} = 2S_n\,(D) \cdot$$

$$\cdot (1 - D) - 2\,s_0 + 2s_n \cdot D^{n+1}. \qquad (28)$$

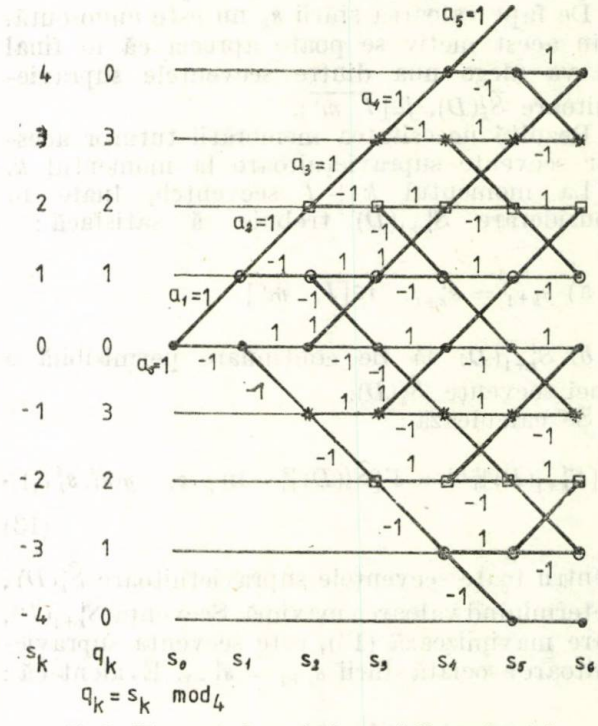


Fig.2. Diagrama de evoluţie a stărilor codorului.

Pentru secvenţele de eroare ale intrării, respectiv stărilor :

$$\varepsilon_A(D) = \hat{A}_n(D) - A_n(D);$$

$$\varepsilon_s(D) = S_n(D) - S_n(D), \qquad (29)$$

din relaţia (28) rezultă :

$$(1 + D)\,\varepsilon_A(D) - (\hat{a}_0 - a_0) - (\hat{a}_n - a_n)D^{n+1} =$$

$$= 2\,\varepsilon_s(D)\,(1 - D) - 2(\hat{s}_0 - s_0) + 2(\hat{s}_n - s_n)\,D^{n+1}. \qquad (30)$$

În cele ce urmează se calculează distanța minimă asociată unui eveniment de eroare de tipul :

$$\hat{s}_0 = s_0\,;\ (\hat{s}_n - s_n),\ \text{mod}\ 4 = 0, \tag{31}$$

$$(\hat{s}_k - s_k),\ \text{mod}\ 4 \neq 0 \text{ pentru } 1 \leqslant k \leqslant n-1,$$

determinîndu-se de asemenea și secvențele de eroare permise $\varepsilon_A(D)$ cărora le corespunde distanța minimă.

Pentru evenimentul de eroare definit în (31) rezultă :

$$\hat{a}_0 = a_0,\ \hat{a}_n = a_n,\ \hat{s}_n = s_n + 4k,\ k \in \mathbb{Z}. \tag{32}$$

Ținînd seama de egalitățile (32), ecuația (30) devine :

$$(1 + D)\varepsilon_A(D) = 2\,\varepsilon_s(D)\,(1-D) + 8\,k \cdot D^{n+1},\quad k \in \mathbb{Z}, \tag{33}$$

pentru care se observă :

$$\varepsilon_s(-1) = 2k\,(-1)^n, \tag{34a}$$

$$\varepsilon_A(1) = 4k. \tag{34b}$$

Pentru secvența de eroare a stării care conduce la distanța minimă se vor căuta expresii de forma :

$$\varepsilon_s(D) = \alpha D + 4kD^2, \quad (n = 2) \tag{35 a}$$

$$\varepsilon_s(D) = \alpha D + \beta D^2 + 4kD^3, \quad (n = 3) \tag{35 b}$$

I. Fie $\varepsilon_s(D) = \alpha D + 4kD^2$. Punînd condiția (34,a) rezultă $\alpha = 2k$, ceea ce conduce în cazul $k = 0$ la o secvență corectă. Pentru $k = 1$ se obține $\varepsilon_A(D) = 4D$, valoare nepermisibilă, întrucît $\varepsilon_k^A \in \{-2, 0, 2\}$.

Alte valori ale parametrului k nu pot fi luate în considerare.

II. Pentru $\varepsilon_s(D)$ de forma (35,b) condiția (34a) conduce la $\beta - \alpha = 2k$. Se analizează variantele posibile corespunzătoare lui $k \in \{-1, 0, 1\}$.

a) Pentru $k = 0$ se obține :

$$\varepsilon_s(D) = \alpha D(1 + D). \tag{36}$$

Secvența de eroare asociată intrării este :

$$\varepsilon_A(D) = 2\alpha(D - D^2), \tag{37}$$

ale cărei valori permisibile corespund situației $\alpha \in \{-1, 1\}$.

Se obțin astfel două secvențe permisibile de eroare a stărilor, avînd expresiile :

$$\varepsilon_s(D) = D - D^2, \text{ pentru care}$$

$$\varepsilon_A(D) = 2D - 2D^2, \tag{38a}$$

$$\varepsilon_s(D) = -D + D^2, \text{ pentru care}$$

$$\varepsilon_A(D) = -2D + 2D^2, \tag{38b}$$

b) Pentru $k = 1$ rezultă :

$$\beta = \alpha + 2. \tag{39}$$

Punînd condiția $\alpha \in \{-1, 1\}$ pentru secvența permisibilă de eroare se obțin, cu ajutorul relației (33) :

$$\varepsilon_s(D) = D + 3D^2 + 4D^3 \text{ pentru care}$$

$$\varepsilon_A(D) = 2D(1 + D) \tag{40}$$

permisibil respectiv :

$$\varepsilon_s(D) = -D + D^2 + 4D^3 \text{ pentru care}$$

$$\varepsilon_A(D) = 2D(3D - 1), \tag{41}$$

nepermisibil.

c) Procedînd similar în cazul $k = -1$ se obțin :

$$\varepsilon_s(D) = D - D^2 - 4D^3 \text{ pentru care}$$

$$\varepsilon_A(D) = -2D(3D - 1) \tag{42}$$

nepermisibile, respectiv :

$$\varepsilon_s(D) = -D - 3D^2 - 4D^3 \text{ pentru care}$$

$$\varepsilon_A(D) = -2D(1 + D) \text{ permisibil.} \tag{43}$$

Din cele prezentate anterior au rezultat patru secvențe de eroare de stare cărora le corespund secvențe permisibile de eroare la intrare [relațiile (38), (39), (40) și (43)]. Acestea sînt :

$$\varepsilon_s(D),\ \text{mod}\ 4 = \pm D \pm D^2 \tag{44}$$

și conduc la obținerea distanței minime $d_{\min}$. Distanța asociată oricărei secvențe de eroare de stare este, în cazul $n > 3$, mai mare decît $d_{\min}$, întrucît $\varepsilon_s(D)$, mod 4 are cel puțin 3 coeficienți nenuli.

3. Structura și performanțele algoritmului Viterbi la demodularea în cuadratură a semnalului MSK duobinar

Structura algoritmului de tip Viterbi propus este prezentată în cele ce urmează.

Fie $y_I(t)$ și $y_Q(t)$ componentele pe canalele în fază (I) și cuadratură (Q) ale demodulatorului prezentat în [2].

Cu notația :

$$q_k = s_k,\ \text{mod}\ 4, \tag{45}$$

expresiile eșantioanelor acestor semnale la momentul k sînt :

$$y_{Ik} = \varphi_I(q_k) + n_{Ik},$$

$$y_{Qk} = \varphi_Q(q_k) + n_{Qk}, \tag{46}$$

unde n_{Ik} și n_{Qk} sînt variabile aleatoare gaussiene, independente, cu medie nulă și dispersie σ^2, iar $\varphi_I(q_k)$ și $\varphi_Q(q_k)$ pot lua valorile din tabelul 1.

Tabelul 1

q_k	$\varphi_I(q_k)$	$\varphi_Q(q_k)$
0	1	0
1	0	1
2	−1	0
3	0	−1

Cu ajutorul acestor notații se poate defini metrica secvenței $S(D)$ pe intervalul $[0, l]$ [relația (21)]:

$$\mu[S(D)]_0^l = \mu_l = \sum_{i=0}^{l} [(y_{Ii} - \varphi_I(q_i))^2 + (y_{Qi} - \varphi_Q(q_i))^2]. \quad (47)$$

Metrica asociată traiectoriei supraviețuitoare $\hat{S}_l^j(D)$ se notează cu μ_l^j.

Fie $\mathcal{E}_0$ un eveniment de eroare cu $\varepsilon_A'(D)$ fixat, pentru care:

$$\hat{q}_k = q_k, \quad \hat{q}_{k+n} = q_{k+n},$$

$$\hat{q}_j \neq q_j, \text{ pentru } k+1 \leqslant j \leqslant k+n-1. \quad (48)$$

Evenimentul $\mathcal{E}_0$ apare dacă:

$$\hat{\mu}_{k+n} < \mu_{k+n}. \quad (49)$$

Relația (49) impune un algoritm de tip Viterbi cu minimizarea distanței la semnalul recepționat.

Ținînd seama de tabelul 1 și de definiția secvenței de eroare de stare (12) se poate scrie:

$$\varphi_I(\hat{q}_i) = \varphi_I(q_i + \varepsilon_i^s) = \varphi_I(q_i) + \varepsilon_i^I,$$

$$\varphi_Q(\hat{q}_i) = \varphi_Q(q_i + \varepsilon_i^s) = \varphi_Q(q_i) + \varepsilon_i^Q. \quad (50)$$

Folosind relațiile (50) și definiția (47), inegalitatea (49) se rescrie, pentru evenimentul de eroare (48):

$$\hat{\mu}_{k+n} - \mu_{k+n} = \sum_{i=k}^{k+n} [\varepsilon_i^{I^2} + \varepsilon_i^{Q^2} - 2(\varepsilon_i^I n_{Ii} + \varepsilon_i^Q n_{Qi})] < 0. \quad (51)$$

Observînd că pentru orice $\varepsilon_i^s \neq 0$, $\varepsilon_i^{I^2} + \varepsilon_i^{Q^2} = 2$ se poate determina probabilitatea ca distanța dintre semnalul recepționat și secvența eronată estimată să fie mai mică decît distanța pînă la secvența corectă:

$$P_1 \overset{\Delta}{=} P\{\hat{\mu}_{k+n} < \mu_{k+n}\} = P\left\{\sum_{i=k}^{k+n} (\varepsilon_i^I \cdot n_{Ii} + \varepsilon_i^Q \cdot n_i^Q) > n-1\right\}. \quad (52)$$

Fie:

$$\eta = \sum_{i=k}^{k+n} (\varepsilon_i^I \cdot n_{Ii} + \varepsilon_i^Q n_{Qi}). \quad (53)$$

Variabila aleatoare η este gaussiană, cu valoarea medie nulă și dispersia:

$$E\{\eta^2\} = \sigma^2 \sum_{k=k_1}^{k_1+n} (\varepsilon_k^{I^2} + \varepsilon_k^{Q^2}) = 2\sigma^2(n-1). \quad (54)$$

În aceste condiții, probabilitatea P_1 devine:

$$P_1 = Q\left(\frac{\sqrt{n-1}}{\sigma\sqrt{2}}\right). \quad (55)$$

În paragraful 3 s-a demonstrat că lungimea evenimentelor de eroare, pentru care distanța este minimă, este $n = 3$. Introducînd această valoare în relația (55) rezultă:

$$P_1 = Q\left(\frac{1}{\sigma}\right). \quad (56)$$

Pentru a determina probabilitatea de eroare de bit este necesar să se calculeze coeficientul K_2 definit în relația (24).

Deoarece pentru fiecare dintre cele 4 secvențe permisibile de eroare cărora le corespunde distanța minimă $d_{\min}^2 = 4$ apar două erori în secvența de intrare rezultă:

$$K_2 = 4 \cdot 2 \cdot \frac{1}{2^2} = 2.$$

Se obține astfel probabilitatea de eroare de bit la demodularea în cuadratură cu procesare Viterbi a semnalului MSK duobinar sub forma:

$$P_e = 2Q\left(\frac{1}{\sigma}\right), \quad (57)$$

constatîndu-se o degradare nesemnificativă a performanțelor în raport cu detecția coerentă ideală a semnalului MSK.

În continuare este descris algoritmul de tip Viterbi propus pentru demodularea în cuadratură a semnalului MSK duobinar.

La momentul k în raport cu momentul $k-1$, metrica secvenței care trece prin starea q_k^n este suplimentată [(47) și tabelul 1], cu termenul:

$$\overline{w}(q_k^n) = y_{I_k}^2 + y_{Q_k}^2 + 1 - 2(y_{I_k}\varphi_I(q_k^n) + y_{Q_k}\varphi_Q(q_k^n)). \quad (58)$$

După cum s-a arătat în paragraful 2, determinarea traiectoriei supraviețuitoare corespunzătoare stării q_k^n presupune compararea metricilor stărilor q_{k-1}^j, incrementate cu termenul $\overline{w}(q_k^n)$. În procesul de comparare a metricilor, termenii comuni din relația (58) pot fi eliminați, rezultînd o expresie simplificată pentru $\overline{w}(q_k^n)$ de forma:

$$w(q_k^n) = -(y_{Ik}\varphi_I(q_k^n) + y_{Qk}\varphi_Q(q_k^n)) + 1. \quad (59)$$

În algoritmul Viterbi cu strategie de minimizare a distanței, trebuie calculate metricile:

$$\mu_k^n = w(q_k^n) + \min\{\mu_{k-1}^i, \mu_{k-1}^j\}, \quad (60)$$

unde metricile μ_{k-1}^i, μ_{k-1}^j sînt asociate stărilor q_{k-1}^i, q_{k-1}^j, din care se poate ajunge în starea q_k^n (figura 2).

Traiectoria supraviețuitoare asociată stării q_k^n, $n \in \{0, 1, 2, 3\}$ se memorează în matricea linie $\underline{V_k(n)}$.

Avînd în vedere comportarea diferită a modulatorului la momentele pare sau impare, algoritmul de tip Viterbi propus evoluează de la momentul $k-1$ la momentul k după cum urmează.

a. Pentru momente k pare se determină metricile asociate stărilor q_k^i, $0 \leqslant i \leqslant 3$ prin relațiile:

$$\begin{aligned}
\mu_k^0 &= w(q_k^0) + \min\{\mu_{k-1}^0, \mu_{k-1}^3\},\\
\mu_k^1 &= w(q_k^1) + \min\{\mu_{k-1}^1, \mu_{k-1}^2\},\\
\mu_k^2 &= w(q_k^2) + \min\{\mu_{k-1}^1, \mu_{k-1}^2\},\\
\mu_k^3 &= w(q_k^3) + \min\{\mu_{k-1}^0, \mu_{k-1}^3\}.
\end{aligned} \quad (61)$$

Conform deciziilor (61), traiectoriile supraviețuitoare la momentul k sînt:

$$\begin{aligned}
\underline{V_k(0)} &= \underline{V_{k-1}(0,3),0}\,,\\
\underline{V_k(1)} &= \underline{V_{k-1}(1,2),1}\,,\\
\underline{V_k(2)} &= \underline{V_{k-1}(1,2),2}\,,\\
\underline{V_k(3)} &= \underline{V_{k-1}(0,3),3}\,,
\end{aligned} \quad (62)$$

unde:

$$\underline{V_{k-1}(i,j)} = \begin{cases} \underline{V_{k-1}(i)}, & \text{dacă } \mu_{k-1}^i \leqslant \mu_{k-1}^j \\ \underline{V_{k-1}(j)}, & \text{dacă } \mu_{k-1}^i > \mu_{k-1}^j. \end{cases} \quad (63)$$

b. Pentru momente k impare metricile se calculează cu expresiile:

$$\begin{aligned}
\mu_k^0 &= w(q_k^0) + \min\{\mu_{k-1}^0, \mu_{k-1}^1\},\\
\mu_k^1 &= w(q_k^1) + \min\{\mu_{k-1}^0, \mu_{k-1}^1\},\\
\mu_k^2 &= w(q_k^2) + \min\{\mu_{k-1}^2, \mu_{k-1}^3\},\\
\mu_k^3 &= w(q_k^3) + \min\{\mu_{k-1}^2, \mu_{k-1}^3\},
\end{aligned} \quad (64)$$

iar traiectoriile supraviețuitoare cu relațiile:

$$\begin{aligned}
\underline{V_k(0)} &= \underline{V_{k-1}(0,1),0},\\
\underline{V_k(1)} &= \underline{V_{k-1}(0,1),1},\\
\underline{V_k(2)} &= \underline{V_{k-1}(2,3),2},\\
\underline{V_k(3)} &= \underline{V_{k-1}(2,3),3},
\end{aligned} \quad (65)$$

unde s-a folosit notația (63).

Pentru scrierea expresiilor (61) ÷ (65) s-a presupus că $a_0 = 1$ și $s_0 = 0$.

La inițializarea algoritmului se atribuie metricilor și, respectiv, traiectoriilor, supraviețuitoare valorile:

$$\begin{aligned}
&\mu_0^0 = 0,\ \mu_0^i = +\infty,\ 1 \leqslant i \leqslant 3,\\
&\underline{V_0(i)} = \underline{i}, \qquad 0 \leqslant i \leqslant 3.
\end{aligned} \quad (66)$$

La fiecare pas $k > 1$ se analizează coloanele matricei T, formate cu traiectoriile supraviețuitoare $\underline{V_k(i)}$,

$$[T] = \begin{bmatrix} \underline{V_k(0)} \\ \underline{V_k(1)} \\ \underline{V_k(2)} \\ \underline{V_k(3)} \end{bmatrix} \quad (67)$$

căutînd ordinul $n-r > 1$ al coloanei pînă la care liniile sînt identice.

Dacă la pasul n se găsește o astfel de situație se decide secvența de stări estimată:

$$[0\ \hat{q}_1\ \hat{q}_2 \cdots \hat{q}_{n-r}]. \quad (68)$$

Determinarea simbolurilor emise de sursă:

$$[a_0\ \hat{a}_1\ \hat{a}_2 \ldots \hat{a}_{n-r}] \quad (69)$$

se face după regula:

$\hat{a}_k = 1$ dacă ($\hat{q}_k \in \{0,2\}$ și k = par) sau ($\hat{q}_k \in \{1,3\}$ și k impar), respectiv:

$\hat{a}_k = -1$ dacă ($\hat{q}_k \in \{1, 3\}$ și k = par) sau ($\hat{q}_k \in \{0,2\}$ și k impar). (70)

După ce o decizie a fost luată, primele $n-r$ coloane ale matricei T se șterg (liniile corespunzătoare sînt egale cu (68)). Algoritmul se reia avînd starea inițială q_{n-r}, calculul matricelor asociate efectuîndu-se fără inițializare.

Funcționarea algoritmului prezentat a fost simulată pe calculator. Numărul maxim de coloane al matricei T a fost ales 20 [4, 5]. Rezultatele experimentale, împreună cu cele teoretice determinate în relația (57) sînt reprezentate în figura 3.

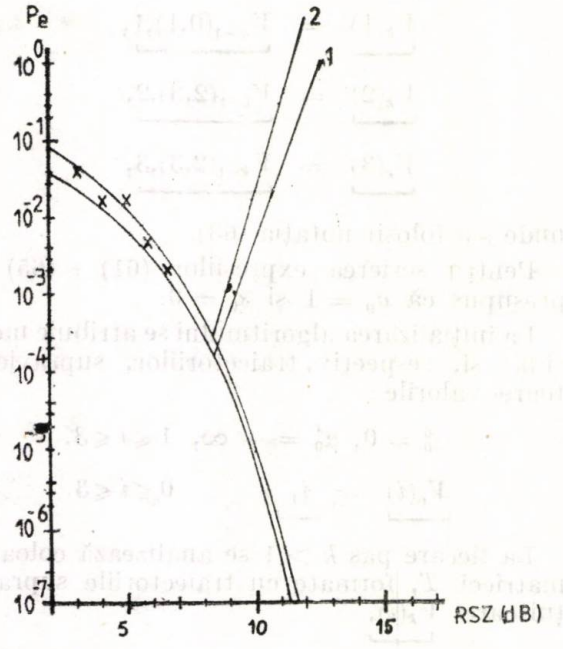


Fig.3. Probabilitatea de eroare în funcție de raportul semnal-zgomot la demodularea coerentă a semnalului MSK [1], în cuadratură a semnalului MSK duobinar, cu procesoare Viterbi [2]. Rezultatele simulării sînt notate cu *.

Se constată o bună concordanță între rezultatele experimentale și cele teoretice. Conform celor arătate în [2], programul de simulare a folosit 100 000 biți pentru măsurarea probabilității de eroare la raport semnal zgomot $RSZ \in \{(2, 3)$; dB, respectiv 1 000 000 biti pentru $RSZ \in (4; 4{,}5; 5)\}$ dB.

De asemenea s-a observat că între două decizii succesive, matricea T a avut maxim 4 coloane.

Este important de menționat că există posibilitatea implementării unui algoritm suboptimal de decizie (de tip bit cu bit, cu corecție de erori) ale cărui performanțe tind către cele ale procesorului Viterbi prezentat. Un asemenea algoritm va fi descris într-o lucrare viitoare.

Bibliografie

[1] *Desphande, G.S., Wittke, P.H.* Correlative encoded digital FM. În: IEEE Transactions on Communications, **vol. COM—39**, No. 2, Febr. 1981.

[2] *Constantin, I., Beluri, M.* Aspecte privind transmisiuni cu MSK duobinar. Revista Transporturilor și Telecomunicațiilor, Posta și Telecomunicații, nr. 9, 1989, p. 73, București.

[3] *Svensson, N.A., Sundberg, C.E.* Performance evaluation of differential and discriminator detection of continuous phase modulation. În: IEEE Transactions on Vechicular Technology, **vol VT—33**, august 1986.

[4] *Forney, G.D.*, Maximum likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference. În: IEEE Transactions on Information Theory, **vol IT—18** No. 3, may 1972.

[5] *Kobayashi, H.* Correlative level coding and maximum likelihood decoding. În: IEEE Transactions on Information Theory, **vol IT—17** sept 1971.

[6] *Foschini, G.* Performance bound of maximum likelihood reception of digital data, În: IEEE Transactions on Information Theory. **vol IT—21**, No. 1, ian, 1975.

CZ 621.318.4 :551.594.1

REACTOARE DE ACETAT DE VINIL
METODE DE GRADIENT

Conducerea optimală a reactoarelor de acetat de vinil, utilizînd metode de gradient

NICOLAE TUDOROIU, MATEI VINĂTORU* — CRAIOVA

Introducere

În lucrare sînt abordate cîteva aspecte legate de conducerea optimală a reactoarelor de acetat de vinil, descrise prin modele matematice neliniare, iar vectorul de comandă este supus unor restricții aparținînd unei mulțimi convexe. Determinarea comenzii optimale se realizează utilizînd tehnica de calcul numeric, concepînd în acest sens un algoritm bazat pe principiul maximului continuu, combinat cu o metodă de gradient pentru extremizarea hamiltonianului.

Algoritmul este implementat pe calculatorul numeric, pentru valori ale parametrilor constructivi și funcționali cît mai apropiate de un reactor real, rezultatele fiind prezentate în anexa 1.

1. Modelul matematic al reactorului de acetat de vinil

Pe baza analizei procesului tehnologic desfășurat în reactor, considerat ca un element cu parametri concentrați, în care are loc o reacție chimică de forma:

$$A + B \rightarrow D,$$

* Ing. *Tudoroiu, N.* și ing. *Vinătoru, M.* sînt cadre didactice la Facultatea de Electrotehnică, Universitatea din Craiova.

rezultă modelul matematic în regim dinamic [6], [4], [3]:

$$\begin{cases} V\dfrac{dC_A}{dt} = F(C_{A_o} - C_A) - k_0 e^{-\frac{E}{RT}} C_A C_B \\ V\dfrac{dC_B}{dt} = F(C_{B_o} - C_B) - k_0 e^{-\frac{E}{RT}} C_A C_B \\ \rho V c\dfrac{dT}{dt} = VHk_0 e^{-\frac{E}{RT}} C_A C_B - hS(T - Ta_m(+ \\ \qquad + \rho F c\,(T_0 - T), \end{cases}$$

unde A, B, D reprezintă acetilena, acidul acetic, respectiv acetatul de vinil, iar mărimile care intervin în ecuațiile modelului matematic au următoarele semnificații:

C_A, C_{A_o}, C_B, C_{B_o} — concentrațiile de acetilenă, respectiv acid acetic, la momentele t și t_0;
F — debitul de alimentare amestec (acetilenă + acid acetic);
F_a — debitul de agent termic;
T, T_0 — temperaturile amestecului la ieșirea, respectiv la intrarea reactorului;
T_a, T_{a_o} — temperaturile agentului termic la ieșirea și intrarea schimbătorului de căldură;
c, c_a — căldurile specifice ale amestecului, respectiv agentului termic;
ρ_a, ρ — densitatea agentului termic, respectiv amestecului;
V, S — volumul, respectiv suprafața reactorului.

Deoarece schimbul de căldură din schimbător trebuie să preia rapid cantitățile de căldură dezvoltate în reactor este necesar ca raportul dintre constantele de timp ale schimbătorului de căldură și cea a procesului de reacție din reactor să fie foarte mic. În această situație ecuația de echilibru termic din schimbător fiind staționară, se poate considera că:

$$T_{a_m} = \frac{T_{a_o} + T_a}{2} = \frac{2\rho_a F_a C_a T_{a_o} + hST}{2\rho_a F_a c_a + hS}. \quad (3)$$

Introducînd notațiile:

$$x_1 = C_A;\ x_{10} = C_{A_o};\ x_2 = C_B;\ x_{20} = C_{B_o};$$
$$x_3 = T;\ x_{30} = T_0$$
$$u_1 = C_{A_o};\ u_2 = F;\ u_3 = F_a,$$
$$k_1 = \frac{k_0}{V};\ \frac{E}{R} = a;\ \frac{1}{V} = k_2;$$
$$k_3 = \frac{Hk_0}{\rho c},\ k_4 = \frac{hS}{\rho V c},$$
$$k_5 = 2\rho_a c_a T_{a_o};\ k_6 = 2\rho_a c_a;\ k_7 = hS,$$

se obține descrierea sistemică:

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = -k_1 e^{-\frac{a}{x_3}} x_1 x_2 + k_2 u_2(u_1 - x_1) \\ \dot{x}_2(t) = -k_1 e^{-\frac{a}{x_3}} x_1 x_2 + k_2 u_2(1 - x_2 - u_1) \\ \dot{x}_3(t) = k_3 e^{-\frac{a}{x_3}} x_1 x_2 + k_4 \dfrac{k_5 u_3 - k_6 u_3 x_3}{k_6 u_3 + k_7} + \\ \qquad + k_2 (x_{30} - x_3)\, u_2. \end{cases} \quad (4)$$

2. Formularea problemei de conducere optimală

Problema conducerii optimale a reactorului de acetat de vinil constă în determinarea debitelor optime de amestec u_2^*, respectiv de agent termic u_3^*, precum și a concentrației optime de acetilenă la intrare în reactor u_1^*, astfel încît gradul de conversie al acetatului de vinil să fie maxim, ceea ce corespunde unei productivități maxime a reactorului de sinteză.

Schema de conducere optimală a reactorului de acetat de vinil este prezentată în figura 1.

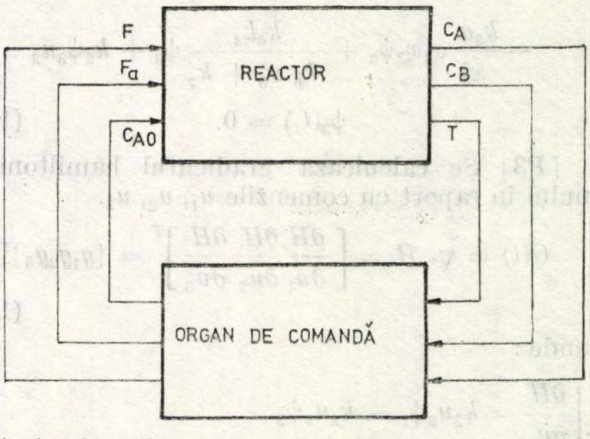


Fig. 1. Schema de conducere optimală a reactorului de acetat de vinil

Indicatorul de performanță atașat problemei de conducere optimală are expresia:

$$J = \int_0^{t_f} [-2k_1 e^{-a/x_3} x_1 x_2 + k_2(1 - x_1 - x_2)u_2]dt =$$
$$= x_1(t_f) + x_2(t_f) - (x_{10} + x_{20}) = \min_{u_1, u_2, u_3}. \quad (5)$$

Restricțiile impuse componentelor vectorului de comandă sînt de forma:

$$\begin{cases} 0 \leqslant u_1 \leqslant u_{1\max} \\ u_{2\min} \leqslant u_2 \leqslant u_{2\max} \\ u_{3\min} \leqslant u_3 \leqslant u_{3\max}. \end{cases} \quad (6)$$

3. Determinarea comenzii optimale. Algoritm de optimizare

Pentru determinarea comenzii optimale se parcurg următoarele etape ale algoritmului de optimizare :

[*P*1] Se formează hamiltonianul sistemului :

$$H(x, u, \psi, t) = 2k_1 e^{-a/x_3} x_1 x_2 - k_2(1 - x_1 - x_2)u_2 + \\ + \psi_1(t)\dot{x}_1(t) + \psi_2(t)\dot{x}_2(t) + \psi_3(t)\dot{x}_3(t). \quad (7)$$

[*P*2] Se formează sistemul de ecuaţii adjuncte :

$$\dot{\psi}_1(t) = -\frac{\partial H}{\partial x_1} = -2k_1 e^{-a/x_3} x_2 - k_1 u_2 + \\ + k_1 e^{-a/x_3} x_2 \psi_1 + k_2 u_2 \psi_1 + k_1 e^{-a/x_3} x_2 \psi_2 - \\ - k_3 e^{-a/x_3} x_2 \psi_2, \ \psi_1(t_f) = 0, \quad (8)$$

$$\dot{\psi}_2(t) = -\frac{\partial H}{\partial x_2} = -2k_1 e^{-a/x_3} x_1 - k_2 u_2 + \\ + k_1 e^{-a/x_3} x_1 \psi_1 + k_1 e^{-a/x_3} x_1 \psi_2 + k_2 u_2 \psi_2 - \\ - k_2 e^{-a/x_3} x_1 \psi_3, \ \psi_2(t_f) = 0, \quad (9)$$

$$\dot{\psi}_3(t) = -\frac{\partial H}{\partial x_3} = -2\frac{k_1 \cdot a}{x_3^2} e^{-a/x_3} x_1 x_2 + \\ + \frac{k_1 a}{x_3^2} e^{-a/x_3} x_1 x_2 \psi_1 + \frac{k_1 a}{x_3^2} e^{-a/x_3} x_1 x_2 \psi_2 - \\ - \frac{k_3 a}{x_3^2} x_1 x_2 \psi_3 + \frac{k_6 k_4}{k_6 u_3 + k_7} \psi_3 + k_2 \psi_3 u_2 \\ \psi_3(t_f) = 0. \quad (10)$$

[*P*3] Se calculează gradientul hamiltonianului în raport cu comenzile u_1, u_2, u_3.

$$G(t) = \nabla_u H = \left[\frac{\partial H}{\partial u_1} \frac{\partial H}{\partial u_2} \frac{\partial H}{\partial u_3}\right]^T = [g_1 g_2 g_3]^T, \quad (11)$$

unde :

$$\begin{cases} \dfrac{\partial H}{\partial u_1} = k_2 u_2 \psi_1 - k_2 u_2 \psi_2 \\ \dfrac{\partial H}{\partial u_2} = -k_2(1 - x_1 - x_2) + k_2(u_1 - x_1)\psi_1 + \\ \qquad + (1 - u_1 - x_2)\psi_2 \\ \dfrac{\partial H}{\partial u_3} = \dfrac{k_1 k_5 k_7}{(k_6 u_3 + k_7)^2} \psi_3. \end{cases} \quad (12)$$

[*P*4] Se alege un vector de comandă nominală $\bar{u}(t)$ pe intervalul de conducere $t \in [0, t_f]$ care se încadrează în mulţimea de restricţii admisibile.

[*P*5] $k = O$.

[*P*6] Se integrează în timp direct ecuaţiile neliniare de stare pentru $u(t) = \bar{u}(t)$, ales la [*P*4] şi se determină valorile lui x_1, x_2, x_3 în condiţiile iniţiale : x_1^0, x_2^0, x_3^0.

[*P*7] Se integrează în timp invers ecuaţiile de stare adjuncte pentru $u = \bar{u}(t)$ şi x_1, x_2, x_3, determinate la [*P*6], în condiţiile finale :

$$\psi_1(t_f) = \psi_2(t_f) = \psi_3(t_f) = 0.$$

[*P*8] Se calculează gradientul pentru $(x_i, \psi_i)\big|_{i=\overline{1,3}}$.

$$(\nabla_u H)\Big|_{\substack{u=\bar{u} \\ x=\bar{x} \\ \psi=\bar{\psi} \\ O \leqslant t \leqslant t_f}}$$

determinaţi la [*P*6] şi [*P*7], iar $u = \bar{u}(t)$ ales la [*P*4].

[*P*6] Dacă :

$$\int_0^{t_f} \| \nabla_u H \|^2 \, dt = O,$$

atunci :

$$u^*(t) = \bar{u}(t), \quad O \leqslant t \leqslant t_f.$$

Dacă :

$\int_0^{t_f} \| \nabla_u H \|^2 \, dt > \varepsilon$ (precizia impusă), atunci se trece la [*P*10].

[*P*10] Se determină pasul p din relaţia [1] :

$$p = \frac{J_{0\text{anterior}} - J_0(\bar{u})}{\int_0^{t_f} \| \nabla_u H \|^2 \, dt},$$

unde : $t_f = t_{f\text{impus}}$.

Dacă algoritmul de optimizare se aplică din prima fază de pornire a reactorului, deci la $t = 0$, reacţia nu este iniţiată :

$C_A(t_f) = C_{A_o}$, $C_B(t_f) = C_{B_o}$, $C_D(t_f) = 0$ (nu are loc încă conversia) şi în acest caz se alege pentru $J_{0\text{iniţial}}$, care iniţiază procesul de iteraţie, valoarea : $J_0 = 0$.

Dacă algoritmul se utilizează pornind de la un regim staţionar al reactorului, deci $u = u_{\text{staţionar}}$, $C_A(t_f)$, $C_B(t_f)$ sînt cunoscute din măsurători sau rezultă ca soluţie a ecuaţiilor de regim staţionar obţinute din (2), anulînd gradientul de concentraţie ; în acest caz se va lua pentru $J_{0\text{iniţial}}$ valoarea : $J_0 = C_A(t_f) + C_B(t_f) - C_{A_o} - C_{B_o}$.

Pentru determinarea pasului p se va utiliza eventual o procedură de minimizare a funcţiei $J(\bar{u} - pG(t))$ în raport cu p, similar algoritmului dezvoltat in [1] sau se poate alege pentru p valoarea suboptimală :

$$p = \left.\frac{u_2 \dfrac{\partial H}{\partial u_1} + (1 - x_1 - x_2)\dfrac{\partial H}{\partial u_2}}{2\dfrac{\partial H}{\partial u_1}\dfrac{\partial H}{\partial u_2}}\right|_{u=\bar{u}}, \quad (13)$$

valoare ce rezultă ca abscisă a punctului de minim a funcţionalei convexe :

$$J^*(p) = k_2 g_1 g_2 p^2 - k_2 [g_1 u_2 + g_2(1 - x_1 - x_2)]p + \\ + k_2 x_{20} u_2 + k_2 u_1 u_2 - k_2 u_1 x_1 - k_2 u_2 x_2 - \\ - 2k_1 e^{-a/x_3} u_1 u_2, \qquad (14)$$

se trece la pasul [*P*11].

[*P*11] Se calculează :

$$\bar{\bar{u}}(t) = \bar{u}(t) - pG(t), \quad 0 \leqslant t \leqslant t_f, \qquad (15)$$

care, pe componente, devine :

$$\begin{cases} \bar{\bar{u}}_1(t) = \bar{u}_1(t) - p \dfrac{\partial H}{\partial u_1} \\ \bar{\bar{u}}_2(t) = \bar{u}_2(t) - p \dfrac{\partial H}{\partial u_2} \\ \bar{\bar{u}}_3(t) = \bar{u}_3(t) - p \dfrac{\partial H}{\partial u_3}. \end{cases} \qquad (16)$$

Dacă $(\bar{\bar{u}}_1, \bar{\bar{u}}_2, \bar{\bar{u}}_3) \in U$ (mulţimea de restricţii admisibile) atunci se revine la [*P*8].

4. Concluzii. Rezultate numerice

Dacă una din componentele vectorului de comandă $\bar{\bar{u}}$ nu aparţine mulţimii de restricţii admisibile, atunci acea componentă va fi considerată egală cu valoarea de frontieră depăşită, iar celelalte componente se calculează după relaţiile anterioare şi se va reveni la [*P*6].

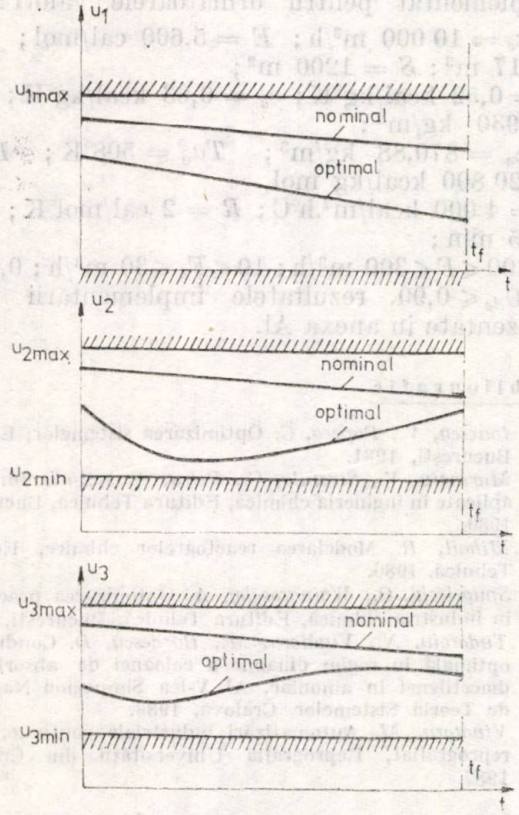


Fig. 2.1. Componentele vectorului de comandă rămîn în interiorul mulţimii de restricţie.

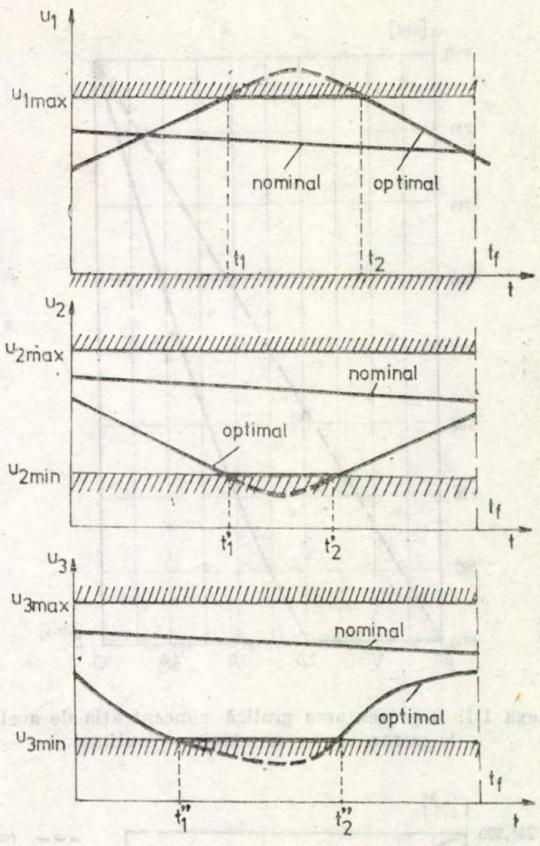


Fig. 2.2. Componentele vectorului de comandă depăşesc frontierele mulţimii de restricţie, revenind în interiorul mulţimii

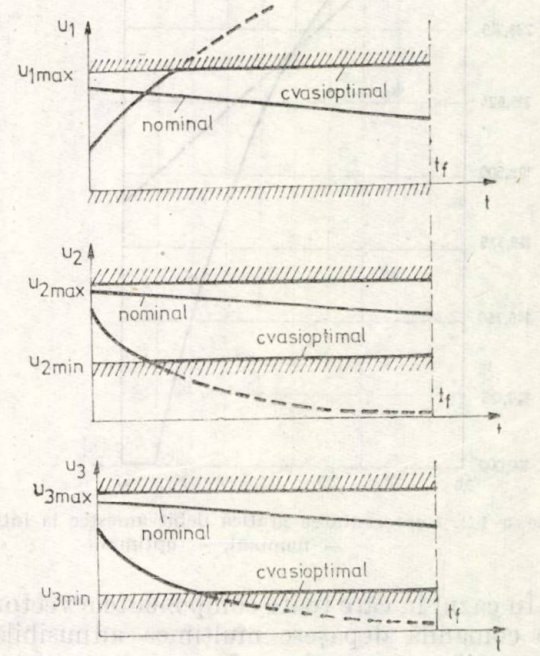
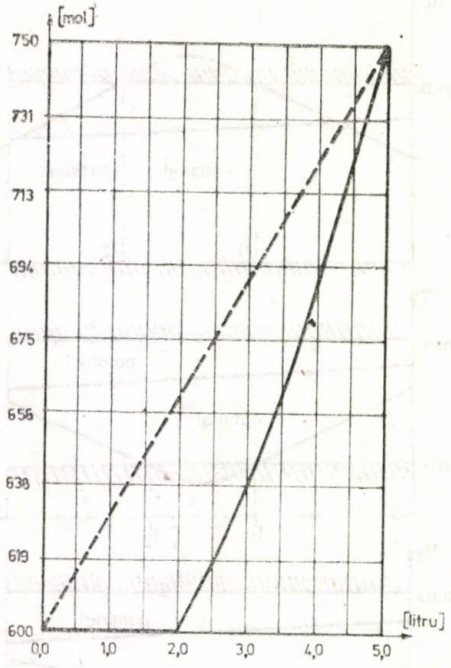
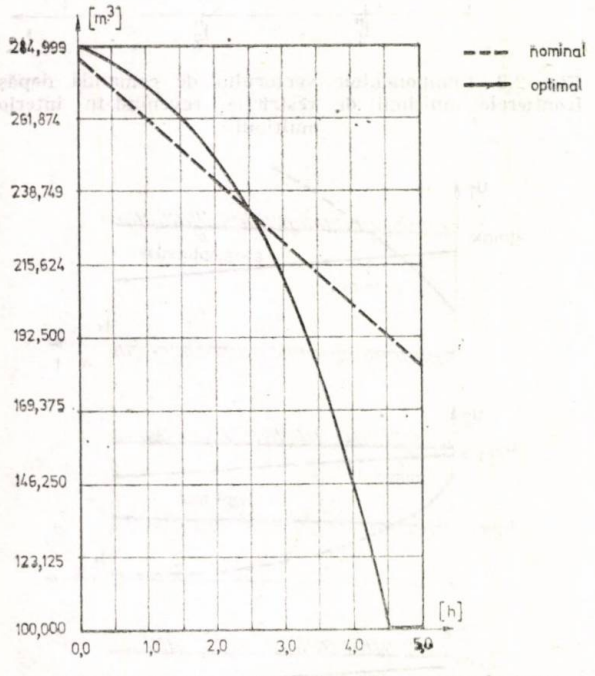


Fig. 2.3. Componentele vectorului de comandă depăşesc frontierele mulţimii de restricţie fără a mai reveni în interiorul mulţimii.

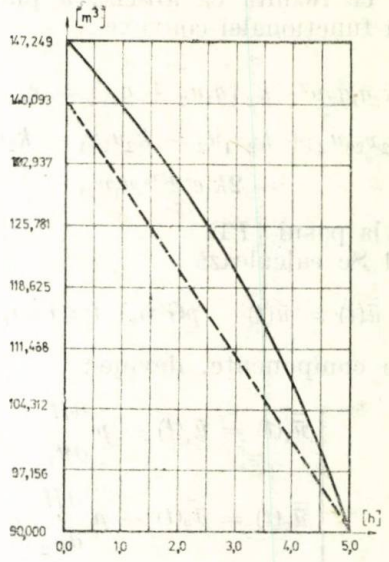


Anexa 1.1. Reprezentarea grafică concentrația de acetilenă la intrare : - - - nominal ; — optimal.



Anexa 1.2. Reprezentarea grafică debit amestec la intrare : — — — nominal, — optimal.

În cazul în care toate componentele vectorului de comandă depășesc mulțimea admisibilă de restricții, se vor alege drept componente ale vectorului de comandă optimală valorile de frontieră depășite, cînd pentru J_o se obține o îmbunătățire față de $J_{anterior}$, sau se schimbă punctul inițial de start, dacă $J_{o\,actual} > J_{o\,anterior}$.



Anexa 1.3. Reprezentarea grafică debit agent termic la intrare : — — — nominal ; — optimal.

Situațiile posibile care pot apare sînt prezentate în figura 2. În figura 2.3 indicatorul de performanță a înregistrat o sensibilă îmbunătățire, comenzile în această situație au caracter cvasioptimal, deoarece pe o porțiune a intervalului de conducere, componentele vectorului de comandă iau valorile de frontieră depășite, revenind în mulțimea de restricții admisibilă.

Algoritmul de conducere optimală a fost implementat pentru următoarele valori :

$k_o = 10\,000$ m³/h ; $E = 5.600$ cal/mol ; $V = 17$ m³ ; $S = 1200$ m² ;
$c = 0{,}52$ kcal/kg°K ; $c_a = 0{,}63$ kcal/kg°K ; $\rho = 930$ kg/m³ ;
$\rho_a = 870{,}88$ kg/m³ ; $Ta_0 = 508$°K ; $H = 20\,800$ kcal/kg mol,
$h = 4\,000$ kcal/m².h°C ; $R = 2$ cal/mol°K ; $t_f = 5$ min ;
$100 \leqslant F \leqslant 300$ m³/h ; $10 \leqslant F_a \leqslant 30$ m³/h ; $0{,}60 \leqslant C_{A_0} \leqslant 0{,}90$, rezultatele implementării fiind prezentate în anexa Al.

Bibliografie

[1] *Ionescu, V., Popeea, C.* Optimizarea sistemelor, E.D.P., București, 1981.
[2] *Marinoiu, V., Stratula, C., Petcu, A.* Metode numerice aplicate în ingineria chimică, Editura Tehnică, București, 1986.
[3] *Mihail, R.* Modelarea reactoarelor chimice, Editura Tehnică, 1986.
[4] *Smigelschi, O., Woinaroschy, A.* Optimizarea proceselor în industria chimică, Editura Tehnică, București, 1978.
[5] *Tudoroiu, N., Vinătoru, M., Burdescu, D.* Conducerea optimală în regim dinamic a coloanei de absorbție a diacetilenei în amoniac, Al V-lea Simpozion Național de Teoria Sistemelor, Craiova, 1988.
[6] *Vinătoru, M.* Automatizări industriale continue, Curs reprografiat, Reprografia Universității din Craiova, 1987.

RECENZII

De Yves Lacourtier şi Bernard Saint-Jean

Introducere în sisteme automatizate industriale

Editura MASSON, Paris, 1989

Lucrarea constituie cursul de nivel universitar predat de autori la Institutul Tehnologic din Saint Denis, fiind adresată în special studenţilor, dar şi specialiştilor preocupaţi de disciplina automatizărilor industriale.

Dată fiind multitudinea problemelor posibil a fi tratate în cadrul unei astfel de lucrări şi într-un spaţiu limitat, autorii au avut de înfruntat problema dificilă a alegerii între realizarea unui studiu teoretic aprofundat al circuitelor logice şi prezentarea detaliată a diferitelor circuite propuse în cataloagele comerciale. Profesorii Y. Lacourtier şi B. Saint-Jean au considerat util, în mod fericit, că cititorul trebuie să fie introdus treptat spre nivelul de cunoştinţe necesare înţelegerii principiilor de bază ale microprogramării şi ale structurii automatelor programabile sau microprocesorului, probleme cu care oamenii de tehnică sînt confruntaţi tot mai mult în industrie. Datorită acestor principii judicios cîntărite, bazate pe o bogată experienţă didactică şi industrială, capitolele cărţii, terminate cu exerciţii ce se succed cursiv, tratează fiecare în parte subiecte independente.

Capitolul întîi al lucrării prezintă metodele de studiu ale funcţiilor logice (algebra lui Boole), tabele Karnaugh, funcţii logice (operaţii cu funcţii logice), metoda grafică de simplificare a unei funcţii logice (Karnaugh), diagrame logice.

Capitolul doi se referă la posibilităţile de materializare a circuitelor logice în tehnologie, în diverse domenii ca electromecanica, pneumatica sau electronica.

Capitolul trei abordează problema generală de structură a unui sistem automatizat. Astfel, după ce se enunţă obiectul lucrării ca fiind partea de comandă (sistemul de reglare) a maşinii de lucru sau a procesului reglat, se definesc mărimile de intrare şi de ieşire ale sistemului de reglare automată, variabilele de stare, apoi se prezintă diagramele temporale ale sistemelor automatizate şi noţiunile de sistem automatizat combinaţional şi secvenţial.

Capitolul patru este consacrat grafurilor de tranziţie enunţîndu-se noţiuni de secvenţe paralele, reguli de evoluţie, sincronizări şi cuplări de secvenţe. Exemple particulare de grafuri aprofundează fixarea noţiunilor respective.

În capitolul cinci al lucrării se analizează principiile elementare ale sistemelor de numărare (binare, octale, hexazecimale) şi de codificare (cod binar, zecimal, coduri alfanumerice), iar în capitolul şase se face prezentarea circuitelor de bază, de natură combinatorie (decodoare, multiplexoare, comparatoare, numărătoare etc.). În capitolul şapte se descriu circuitele de natură secvenţială, cum ar fi circuite bistabile, registre, numărătoare.

Ultimele capitole cuprind metode generale de sinteză utilizate pentru realizarea părţii de comandă a unui sistem automatizat pe cale electronică, după cum urmează:

Capitolul opt este destinat realizării practice a unui graf de tranziţie, deci a unui sistem de reglare automat. În acest sens, se dau exemple de sinteză a unui graf de tranziţie liniar, a unor grafuri de tranziţie cu selecţia secvenţelor şi a unui graf de tranziţie cu secvenţe simultane.

Capitolul nouă prezintă metode de materializare a unui graf de tranziţie prin folosirea conţinutului unui numărător programabil într-o anumită etapă, iar capitolul zece se ocupă de sinteza unui graf de tranziţie prin microprogramare, prezentîndu-se noţiunile de bază ale microprogramării şi ale elementelor de sistem necesare.

Cu o adresă largă: studenţi, ingineri, cadre universitare, prin numărul important de exerciţii de la finele fiecărui capitol, cartea se recomandă nu numai celor care doresc să se familiarizeze cu domeniul, ci şi cercurilor largi de specialişti preocupaţi de elaborarea unor aplicaţii practice, concrete, diverse.

Bine structurată şi concis prezentată, lucrarea „Introducere în sisteme automatizate industriale" oferă o bază solidă de cunoştinţe, menite să permită abordarea problemelor complexe ridicate de practica automatizărilor industriale.

Dr. ing. Micu Dan
Şef Laborator Acţionări Electrice — Institutul de Cercetare Ştiinţifică şi Inginerie Tehnologică pentru Electrotehnică (ICPE) — Bucureşti.

Dr. ing. Peter Fischer

Basic pentru începători

(Basic für Anfänger)

Editura: Die Wirtschaft, Berlin, RDG, 1987

Cartea de față pune la dispoziția celor neinițiați în BASIC un limbaj de programare utilizat cu timpul în special la calculatoarele personale și minicalculatoare. Totodată, lucrarea este destinată tuturor cititorilor interesați să găsească aplicații ale tehnicii prelucrării informațiilor cu ajutorul minicalculatoarelor — elevi, studenți, oameni ai muncii din diferite domenii de activitate — în sferele instruirii, ale învățămîntului și cercetării etc. Cu acest limbaj se poate și învăța, înainte de toate putîndu-se face cunoștință „jucîndu-ne" cu noțiunile de bază ale informaticii.

De altfel, astăzi, mai mult de 70% din numărul tuturor microcalculatoarelor lucrează în limbajul de programare BASIC (prescurtarea de la „Beginner's All-purpose Symbolic Instruction Code"). Limbaj realizat prin anii '60, în special pentru elevi, BASIC a avut după aceea succes, fiind dezvoltat continuu. Dar, deși relativ vechi, el cunoaște o puternică dezvoltare și extindere mai ales în ultimii ani. Aceasta datorită următoarelor avantaje: este ușor de învățat, nu necesită cunoștințe prealabile; se învață prin dialogul cu un calculator; permite prelucrarea de numere și texte.

Cu toate acestea, BASIC-ul nu este limbajul de programare ideal, el neputînd fi comparabil cu alte limbaje orientate pe problemă, avînd, totodată, și unele dezavantaje. Astfel, îi lipsesc unele mijloace de exprimare care sînt disponibile altor limbaje, fapt pentru care un programator de meserie trebuie să cunoască și alte limbaje de programare. Un alt dezavantaj este și acela că BASIC-ul nu este încă suficient de standardizat, în afară de un vocabular de bază ce există la toate versiunile, comportînd multe instrucțiuni ce se pot întîlni numai la anumite calculatoare. Poate exista și cazul cînd același cuvînt BASIC să aibe semnificații diferite la două calculatoare de tipuri diferite. De aceea, dacă se utilizează acestă carte, este necesar să se compare permanent cu manualul BASIC al calculatorului fiecăruia și se vor putea observa diferențele existente între diferitele variante de BASIC.

După cum se anunță încă din titlu, autorul a conceput acsastă carte special pentru începători, astfel că pentru parcurgerea ei nu sînt necesare cunoștințe prealabile de programare. Exemplele și temele de studiu sînt astfel selectate încît înțelegerea lor să nu necesite cunoștințe speciale. Acolo unde este necesar se dau clasificările necesare, sistematic, sau din alte puncte de vedere.

Volumul cuprinde 5 capitole. În primele trei capitole sînt date noțiuni introductive referitoare la calculatoare, la hardul și softul lor, la microcalculatoare utilizate drept calculatoare de birou, precum și la tehnica programării. Astfel, capitolul 2 prezintă primele noțiuni de BASIC (caracterele folosite, elemente, notații etc.), în vreme ce în capitolul 4 sînt descrise pe larg noțiunile de bază ale limbajului BASIC, însoțite de o serie de aplicații. Capitolul ultim conține un număr de programe BASIC aplicate în diverse domenii de activitate, toate testate pe un minicalculator. Pentru folosirea lor în diverse alte aplicații este necesară consultarea manualelor corespunzătoare fiecărui tip de calculator utilizat.

La sfîrșitul parcurgerii acestei cărți cititorul interesat va face cunoștință cu noțiunile de bază din BASIC și va poseda o primă experiență în legătură cu acest limbaj de programare.

Matem. *Onica Paraschiva* — director
Centrul de Calcul al I.C.P.E. — București

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA“ (E.E.A)., organ al Ministerului Industriei Electrotehnice, apare în cadrul Institutului de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Industria Electrotehnică (I.C.P.E.) București. Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimte la redacția revistei, București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 și 695, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poștal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 301700301 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții, ca și pentru persoane particulare este de 120 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei

---

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA și AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM“ — departamentul export — import presă — București — Calea Griviței nr. 64—66. P.O.B. — 2001 — Telex 01.12.26

Tiparul :
Universul
București, str. Brezoianu nr. 23—25, cd. 1583